



# **Diseño y construcción de un módulo de generación de ondas para modelado dinámico de generadores síncronos a partir de la metodología de barrido en frecuencias a rotor bloqueado**

**Alexander Osorio Londoño**

**Facultad de Ingenierías  
Maestría en Ingeniería Eléctrica  
Universidad Tecnológica de Pereira  
Pereira, Colombia  
2019**

# **Diseño y construcción de un módulo de generación de ondas para modelado dinámico de generadores síncronos a partir de la metodología de barrido en frecuencias a rotor bloqueado**

**Alexander Osorio Londoño**

Tesis presentada como requisito parcial para optar al título de:  
**Magister en Ingeniería Eléctrica**

Director (a):  
Andrés Escobar Mejía, Ph.D

Línea de Investigación:  
Electrónica de Potencia

Grupo de Investigación:  
Electrónica de Potencia

Facultad de Ingenierías  
Maestría en Ingeniería Eléctrica  
Universidad Tecnológica de Pereira  
Abril, 2019

## **Dedicatoria**

*Principalmente agradezco a Dios, a mis padres Horacio, María Elena, a mi esposa Janeth e hijos Sara y David por su apoyo incondicional y por el tiempo cedido que permitió alcanzar la meta propuestas.*



## **Agradecimientos**

*Agradezco a Dios por brindarme la posibilidad de alcanzar este escalón en el transitar por este mundo.*

*Agradezco a mi familia, por su paciencia y dedicación.*

## Resumen

El presente trabajo de investigación documenta el diseño y construcción de un dispositivo que permite la generación de forma de ondas senoidal con magnitud y frecuencia variable que permite determinar el modelo dinámico del generador síncrono por medio de pruebas de barrido de frecuencia a rotor bloqueado *StandStill Frequency Response Test*, (SSFR). En la construcción se incluyeron para el control microcontroladores Arduino Mega 2650, y para la generación de ondas de potencia transistores bipolares de puerta aislada (IGBT).

**Palabras clave:** Generador síncrono, Modelo dinámico, Arduino Mega, Transistor bipolar de puesta aislada (IGBT).

## Abstract

The present research work shows the design and making of a sinusoidal waveform generator device with frequency and amplitude variable setting that allows determining the dynamic model of the synchronous generator by means of StandStill Frequency Response Test, (SSFR). In this device, Arduino Mega 2650 microcontrollers were included for the control signals generate and bipolar transistors of isolated gate (IGBT) for the power waves to generate.

**Keywords:** Synchronous machine, dynamic models, Arduino Mega, Insulated gate bipolar Transistor.

# Contenido

Capítulo 1. ....	9
1.1 Introducción. ....	9
1.2 Objetivos de Investigación. ....	11
1.3 Metodología de Investigación. ....	12
1.4 Estructura de la Tesis. ....	12
Capítulo 2. ....	13
1.5 Estado del Arte. ....	13
1.6 Marco Teórico. ....	14
1.6.1 Modelado de la máquina síncrona. ....	14
1.6.2 Fundamentos en el análisis de frecuencias a rotor bloqueado del generador síncrono. ....	27
1.6.3 Determinación de parámetros del generador síncrono mediante pruebas de respuesta en barrido de frecuencias a rotor bloqueado. ....	31
Capítulo 3. ....	35
1.7 Diseño del desarrollo propuesto. ....	35
1.8 Diseño de equipo oscilador de potencia ....	35
1.8.1 Fuente AC/DC. Variable. ....	37
<b>Etapla control fuente DC/DC (Conversor Buck)</b> .....	42
1.8.2 Generación de onda de frecuencia variable. ....	45
1.8.3 Generador de Ondas de frecuencia variable desde 0.001Hz hasta 10 Hz. ....	46
1.8.4 Generador de Ondas de frecuencia variable desde 20 Hz Hasta 1 KHz. ....	48
1.8.5 Unidad Central de Control de Fuente variable.....	49
Capítulo 4. ....	52
1.9 Simulaciones. ....	52
1.10 Simulaciones del conversor AC/DC Variable. ....	52
1.10.1 Simulacion de operación de Fuente AC/DC No controlada. ....	53
1.10.2 Fuente DC/DC controlada. ....	54
1.10.3 Fuente AC. Rango de frecuencias [0,001-10 Hz] ....	56
1.10.4 Fuente AC. Rango de frecuencias [15Hz-40 Hz].....	58
1.10.5 Fuente AC. Rango de frecuencias [100Hz _ 400 Hz] ....	59
1.10.6 Fuente AC. Rango de frecuencia [500Hz_1000Hz].....	60
Capítulo 5. ....	61
1.11 Pruebas de laboratorio ....	61
1.11.1 Operación del módulo desarrollado. ....	62

1.11.2 Localización del rotor en eje directo. ....	62
1.11.3 Medición de Impedancia de eje directo $Z_d$ .....	64
1.11.4 Medición de la impedancia en eje de cuadratura. ....	68
1.11.5 Comparación de resultados obtenidos. ....	69
Capítulo 6 .....	70
1.12 Conclusiones .....	70
6.2 Trabajo futuros.....	71
Anexos .....	72
Lista de Figuras .....	80
Lista de Tablas.....	82
Bibliografía.....	83



# Capítulo 1

## 1.1 Introducción

La máquina síncrona es un componente principal en los sistemas de potencia eléctrica, ya que su función es generar la energía eléctrica requerida por los grandes centros de consumo para alimentar todo tipo de cargas, motores. Debido a su importancia se requiere conocer del generador su comportamiento bajo las condiciones nominales y bajo condiciones de perturbaciones con el objeto de ajustar adecuadamente los elementos de control y protección que lo gobiernan. Para predecir el comportamiento del generador se debe conocer el modelo dinámico, el cual se define al conocer las magnitudes en eje directo y eje en cuadratura de las reactancias síncrona, transitoria y sub transitoria con sus respectivas constantes de tiempo.

El modelo dinámico del generador es requerido como información básica para los estudios eléctricos como flujo de cargas, estudio de coordinación de protecciones, y análisis de estabilidad en los sistemas de potencia eléctrica. Para las máquinas generadoras nuevas los parámetros del modelo dinámico son adquiridos en su planta de fabricación, sin embargo para los equipos en sitio no se cuenta con la facilidad de logística e infraestructura requerida. En Las máquinas síncronas antiguas el modelo dinámico es desconocido, ya que no se dispone de esta información o se encuentra desactualizada como consecuencia a los mantenimientos mayores y cambios significativos sufridos por la máquina a lo largo de su vida útil.

La determinación del modelo dinámico del generador en sitio es un reto en la actualidad, debido inicialmente a los requerimientos en la obtención de las magnitudes eléctricas del generador que ofrezcan información relevante, y posteriormente al análisis adecuado a la información recopilada.

Las metodologías utilizadas en la actualidad son descritas en [1], entre las que se observan pruebas de cortocircuito (*Short Circuit Test*), rechazos de carga (*Load Rejection Test*), barrido en frecuencia a rotor bloqueado (*Standstill Frequency response SSFR*) entre otras.

Las características más relevantes de las pruebas para determinación de los parámetros dinámicos se observa en la tabla 1. Técnicas para obtención de parámetros dinámicos del generador síncrono.

**Tabla 1. Técnicas para obtención de parámetros dinámicos del generador síncrono**

Metodología para el cálculo de parámetros del generador	Características
Prueba de circuito Abierto.	Se desarrolla con el generador a frecuencia nominal, en vacío, se va incrementando desde cero la corriente de campo, y se registran los valores de corriente de campo versus voltaje en terminales hasta alcanzar un 120% del voltaje nominal en terminales del estator.
Prueba de Corto-circuito ( <i>Short Circuit Test</i> )	La prueba de corto circuito requiere el generador en movimiento, a frecuencia nominal. Con los bornes del estator en corto circuito sólido, se incrementa suavemente la corriente de campo hasta obtener la corriente nominal de estator. Se registran los valores de corrientes de campo versus corriente de cortocircuito. Con los valores obtenidos en la prueba de circuito abierto y de corto circuito se obtienen los valores de reactancia saturada de eje directo y reactancia síncrona no saturada [1]. Durante esta prueba se presenta un riesgo considerable al manejar altas corrientes en terminales del estator.
Prueba de corto circuito trifásico súbito	Con el generador a frecuencia nominal, en vacío, a voltaje de campo constante se aplica corto circuito en sus terminales. Analizando la forma de onda de las corrientes de estator se obtiene la reactancia de eje directo transitoria y subtransitoria y las constantes de tiempo transitorio y subtransitorio de eje directo. [1]. Durante estas pruebas se presenta un riesgo considerable al manejar altas corrientes.
Rechazos de carga ( <i>Load Rejection Test</i> )	Con el generador en un punto de operación determinado zona de sobre y sub-excitación. (Controlando la potencia activa, reactiva y factor de potencia) se desconecta el generador de la red y se analiza el comportamiento de la máquina en el momento que se aísla del sistema es estado permanente y posteriormente en estado transitorio debido al rechazo de carga [2]. Se requiere efectuar esta operación múltiples veces en puntos operativos diferentes, lo que genera pérdidas en las plantas generadoras, ya que el colocar nuevamente la máquina en la condición deseada puede tardar varias horas con la planta en operación. Adicionalmente durante esta prueba se presenta el riesgo de embalaje (sobre velocidad) de la turbina. Se requiere de equipos registradores de datos de alta resolución para captura de información.
Barrido en frecuencia a rotor bloqueado ( <i>Standstill Frequency response SSFR</i> ).	Se requiere el generador desconectado del sistema de potencia, al cual se le aplican señales controladas (Corriente y voltaje) de baja potencia (menores al 2% de los valores nominales) para realizar mediciones de la respuesta del generador.  Se requiere de hardware adicional para generar las ondas senoidales que excitan al generador para conocer su respuesta en frecuencia [3], [4], [5]. Es un método seguro para la máquina síncrona, ya que se expone a magnitudes muy pequeñas de corriente y de voltaje. La principal ventaja de la prueba SSFR sobre la prueba de corto circuito es la identificación de la respuesta posible del campo ante eventos transitorios. La prueba puede ser efectuada a un relativo bajo costo en sitio.

Los generadores alimentan el sistema en forma continua durante condiciones normales y también bajo condiciones de falla las cuales pueden presentarse a lo largo de toda la extensión del sistema de potencia.

Las fallas en sistemas de potencia pueden ser de carácter transitorio y/o de carácter permanente. Estas fallas deben ser despejadas por los equipos de protección lo más pronto posible con el objeto de preservar la vida útil de los activos. El tiempo de operación de cada componente de protecciones es establecido en el estudio de coordinación de protecciones y análisis de estabilidad. En estos estudios el insumo primordial son las características dinámicas del generador, ya que con estas se indica el tiempo máximo al cual debe ser despejada las fallas y a partir de esa referencia aplicar los criterios de selectividad a fin de evitar operación indeseada de los componentes del sistema.

En Colombia es una exigencia del ente regulador el proporcionar y mantener actualizada la información de las maquinas generadoras [8]. Esta información requiere como mínimo los siguientes parámetros: Reactancia síncrona de eje directo ( $x_d$ ), reactancia transitoria de eje directo ( $x_d'$ ), reactancia subtransitoria de eje directo ( $x_d''$ ), Reactancia síncrona de eje cuadratura ( $x_q$ ), reactancia transitoria de eje en cuadratura ( $x_q'$ ), reactancia subtransitoria de eje en cuadratura ( $x_q''$ ), constante de tiempo transitoria de eje directo de circuito abierto ( $t'_{do}$ ), constante de tiempo subtransitoria de eje directo de circuito abierto ( $t''_{do}$ ), constante de tiempo transitoria de eje cuadratura de circuito abierto ( $t'_{qo}$ ), constante de inercia, curva tabulada de saturación.

Para dar cumplimiento a la exigencia regulatoria por parte de las empresas generadoras en el país es necesario contratar servicios de empresas internacionales especializadas, las que comúnmente prestan el servicio de determinación de parámetros dinámicos de la máquina síncrona con métodos Online

En la actualidad la metodología SSFR, a pesar de sus beneficios por sus bajos costos operativos para las plantas de generación y el margen de seguridad que representa para los activos eléctricos no es aplicada en el país, ya que no se encuentra un desarrollo que facilite la implementación de las pruebas SSFR a generadores en sitio.

Con el contexto anterior se identifica la necesidad y se plantea el siguiente interrogante.

¿Cuál sistema de desarrollo puede ser implementado a escala que permita determinar el modelo dinámico del generador en sitio mediante la metodología SSFR?

## 1.2 Objetivos de Investigación

El objetivo de la investigación es el diseño y construcción de un sistema que permita realizar las pruebas de barrido en frecuencia (*StandStill Frequency Response Testing*) y modelado de los parámetros dinámicos del generador síncrono. Para lo cual se propone profundizar en el conocimiento del modelo matemático del generador y el desarrollo de un sistema que permita generar ondas de voltaje de magnitud y frecuencia variable a partir de la aplicación de los conceptos de electrónica de potencia adquiridos.

## 1.3 Metodología de Investigación

Para lograr los objetivos planteados al inicio del trabajo de investigación se adoptó la siguiente metodología:

Paso uno: Estudio exhaustivo del modelo matemático de la máquina síncrona seguido del estudio para reconocer la aplicación de la metodología de pruebas de barrido en frecuencia (*Standstill Frequency Response Testing*) a la máquina síncrona.

Paso dos: Diseño de sistema para la generación de ondas de voltaje de magnitud y frecuencia variable con rango de 1 mHz hasta 1 kHz.

Paso tres: Se realizan simulaciones del sistema esquemático diseñado en Matlab/Simulink verificando su funcionalidad.

Paso cuatro: Implementación del diseño propuesto, integrando un rectificador ac-dc controlado, un convertidor reductor tipo *buck* y un inversor monofásico, y en cada uno de estos módulos se utilizan microcontroladores Arduino Mega 2650 y transistores bipolares de puerta aislada (IGBT).

Paso cinco: Ejecución de pruebas de laboratorio aplicando la metodología SSFR. A el generador disponible en el laboratorio de electrónica de potencia de la Universidad Tecnológica de Pereira

Paso seis: Se presenta el análisis de los datos obtenidos para determinar los parámetros dinámicos del generador y las conclusiones del trabajo desarrollado.

## 1.4 Estructura de la Tesis

Este trabajo de investigación está dividido en seis capítulos en los cuales se describe el desarrollo implementado para la medición de parámetros dinámicos del generados síncrono. Inicialmente el capítulo uno proporciona un breve resumen de la problemática identificada y plantea el objetivo de la tesis. Luego en el capítulo dos se hace una revisión del estado del arte del tema y marco teórico aplicable. El capítulo tres describe el diseño del desarrollo propuesto y el hardware implementado. En el capítulo cuatro se presentan las simulaciones efectuadas del funcionamiento del diseño estimado. En el capítulo cinco se describe las pruebas de laboratorio efectuadas a la máquina síncrona y se presentan los resultados obtenidos. Finalmente, en el capítulo seis se presentan las conclusiones del trabajo realizado y se hace recomendaciones para trabajos futuros dentro del grupo de investigación de Electrónica de Potencia de la Universidad Tecnológica de Pereira.

# Capítulo 2

## 2.1 Estado del Arte

En la década de los años setenta se evidenció un excelente trabajo [6], el cual aplicaba el método SSFR, y por medio del método de optimización de elementos finitos logró obtener una muy buena aproximación a los parámetros de la unidad generadora de 555 MVA de Hydro-electric Power Comisión of Ontario Canadá.

En los noventa [9] elaboró un interesante artículo donde se ilustra la precisión obtenida en el modelo dinámico, a medida que se aumenta el grado en las funciones de transferencia calculados. Presenta dos casos de estudio, uno para el generador de la planta de Rockport y otro para la planta de Nanticoke.

Al consultar trabajos previos desarrollando la técnica mencionada encontramos aportes muy significativos en [4] donde presentan un prototipo para identificación de parámetros de la máquina síncrona usando la técnica análisis de respuesta frecuencia a rotor bloqueado, en su experimento se apoyaron en tecnología de la *Nacional Instrument* usando una aplicación en *Labview* para la generación y obtención de señales y una aplicación en *Matlab* para analizar los datos obtenidos.

En el desarrollo de [5] se encuentra la aplicación del método SSFR para calcular el modelo dinámico equivalente de un generador a gas de 144 MVA 13,8 kV ubicado en la planta de MontazaerGhaem en Teheran Israel, en esta caso se utilizó el método de aproximación lineal y optimización de patrones de búsqueda de Hook-Jeeves con resultados muy precisos con respecto a los parámetros entregados por el fabricante de la máquina.

En el documento [10] presentado por el grupo de trabajo *IEEE joint working Group on determination of synchronous machine stability constants*, se presenta una base teórica del modelo del circuito equivalente del generador en sus componentes de eje directo y cuadratura. Se define las inductancias del modelo en término de constantes de tiempo y se especifican las funciones de transferencia a calcular para determinar el modelo del generador.

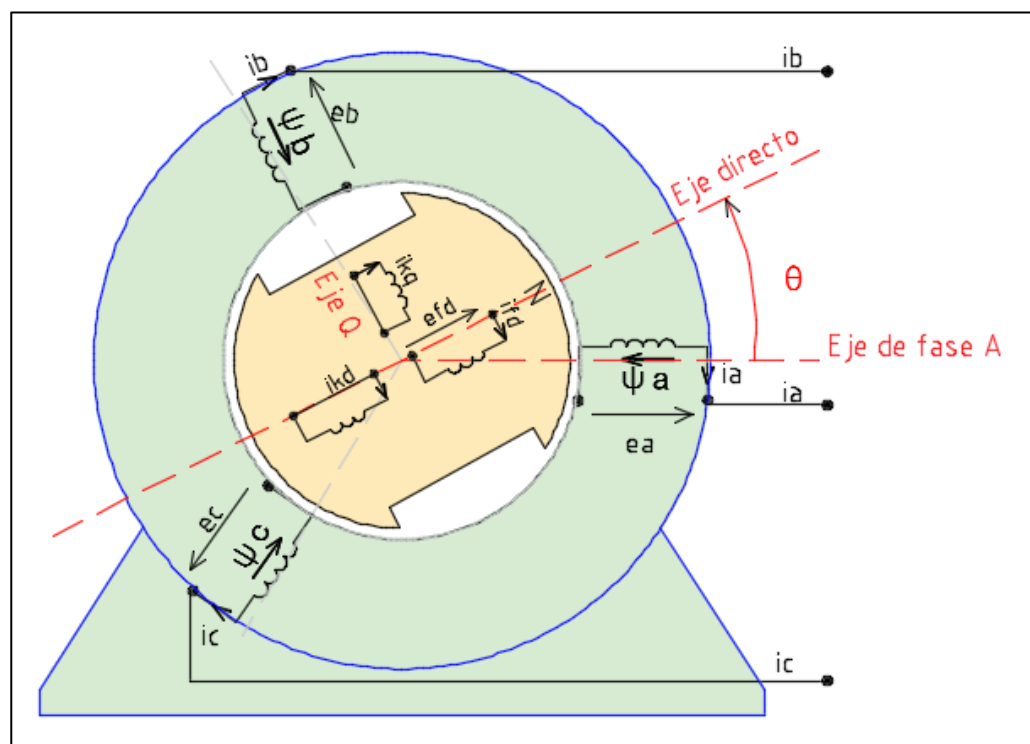
En la actualidad se encuentra en el [1] en su Parte N° II capítulo 12, *Standstill Frequency response (SSFR) testing*, las consideraciones generales, requisitos de los instrumentos y procedimiento a desarrollar para obtener el modelo dinámico del generador síncrono.

## 2.2 Marco Teórico

### 2.2.1 Modelado de la máquina síncrona

Para obtener el modelo matemático del generador se considera que este es compuesto por un estator con devanado trifásico con distribución física de  $120^\circ$  entre cada una de las fases, un devanado de campo el cual se conecta a una fuente de corriente directa, y dos devanados cortocircuitados de amortiguación ubicados perpendicularmente entre si (el eje directo centrado en el polo norte y eje en cuadratura adelantado  $90^\circ$ ) [11].

Los seis devanados mencionados se encuentran acoplados magnéticamente como se observa en la figura 1. El acoplamiento magnético en cada devanado se encuentra en función de la posición del rotor.



**Figura 1. Inducción Magnética en el entrehierro.**

Donde:

A,B,C: Representan los devanados del estator.

fd: Representa el devanado de campo.

kd, kq, Representan los devanados de amortiguamiento en su eje respectivo.

k: Representa el orden de devanados amortiguadores seleccionados.

$\theta$ : Es el ángulo entre el eje directo y el devanado de la fase A.

Para la definición del modelo a desarrollar se aplica la siguiente nomenclatura

$e_a, e_b, e_c$ :	Voltaje instantáneo línea neutro en cada fase del generador.
$i_a, i_b, i_c$ :	Corriente instantánea de línea en cada fase del generador.
$e_{fd}$ :	Voltaje del campo del generador
$i_{fd}, R_{fd}$ :	Corriente y resistencia del devanado de campo del generador
$i_{kd}, R_{kd}$ :	Corriente y resistencia del devanado amortiguador de eje directo
$i_{kq}, R_{kq}$ :	Corriente y resistencia del devanado amortiguador de eje en cuadratura
$L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$ :	Auto inductancias de los devanados del estator.
$L_{ab}, L_{ac}, L_{bc}$ :	Inductancias mutuas entre los devanados del estator.
$L_{afd}, L_{akd}, L_{akq}$ :	Inductancias mutuas entre un devanado del estator con los devanados del rotor.
$L_{ffd}, L_{kkd}, L_{kkq}$ :	Auto Inductancias de los devanados del rotor.
$R_a$ :	Resistencia de la armadura por fase

Las ecuaciones que relacionan el circuito del estator se determinan por medio de la ecuación (1), donde el voltaje instantáneo  $e$  en terminales de un devanado se expresa en función del flujo de enlace a través de la bobina  $\psi$ , su resistencia  $R$  y la corriente que pasa a través del devanado  $i$ ,

$$e_i = \pm R * i \pm \frac{d\psi}{dt} \quad (1)$$

$$e_i = \pm \sum R * i \pm \sum \frac{d\psi}{dt} \quad (2)$$

$$e_a = \frac{d\psi_a}{dt} - R_a i_a; \quad e_b = \frac{d\psi_b}{dt} - R_b i_b; \quad e_c = \frac{d\psi_c}{dt} - R_c i_c \quad (3)$$

Las ecuaciones que relacionan los voltajes en el circuito del rotor (4) son:

$$e_{fd} = \frac{d\psi_{fd}}{dt} + R_{fd} i_{fd}; \quad 0 = \frac{d\psi_{kd}}{dt} + R_{kd} i_{kd}; \quad 0 = \frac{d\psi_{kq}}{dt} + R_{kq} i_{kq} \quad (4)$$

Re-escribiendo matricialmente las ecuaciones de voltaje se obtienen:

$$\begin{array}{c} \text{Estator} \\ \\ \\ \text{Rotor} \end{array} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ e_{fd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{fd} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \\ \psi_{fd} \\ \psi_{kd} \\ \psi_{kq} \end{bmatrix} \quad (5)$$

De igual forma la relación entre los flujos magnéticos de los devanados en el generador se ilustra en la ecuación (6), (7)

$$[\psi] = [L] [i] \quad (6)$$

$$\begin{array}{c} \text{Estator} \\ \\ \\ \text{Rotor} \end{array} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \\ \psi_{fd} \\ \psi_{kd} \\ \psi_{kq} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{afd} & L_{akd} & L_{akq} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bfd} & L_{bkd} & L_{bkq} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cfd} & L_{ckd} & L_{ckq} \\ L_{fda} & L_{fdb} & L_{fdc} & L_{ffd} & L_{fdkd} & L_{fdkq} \\ L_{kda} & L_{kdb} & L_{kdc} & L_{kdfd} & L_{kkd} & L_{kdkq} \\ L_{kqa} & L_{kqb} & L_{kqc} & L_{kqfd} & L_{kqkd} & L_{kkq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Los valores correspondientes a las inductancias dependen de la posición del rotor (ángulo  $\theta$ ) con respecto al eje de referencia, que por conveniencia se asigna a la fase A del estator.

La expresión para cada una de las inductancias es desarrollada a profundidad en [7]. En este se encuentra:

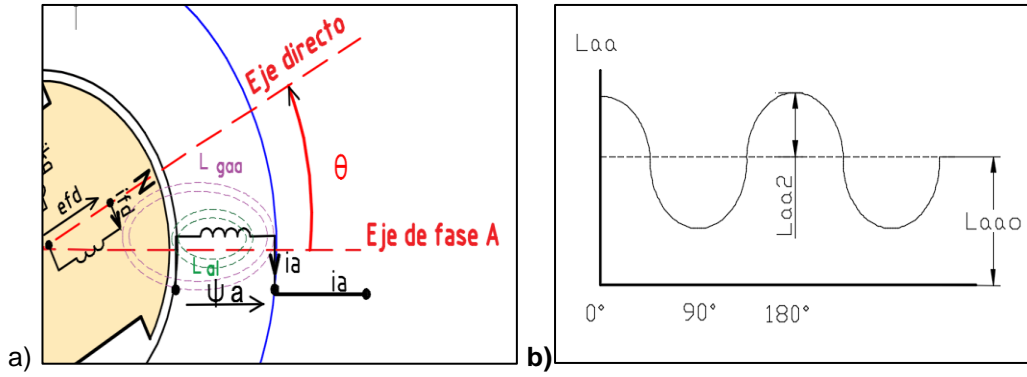
### 2.2.1.1 Auto inductancias para el estator ( $L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$ )

Las auto inductancias para el estator corresponden a la relación de flujo magnético del devanado  $L_{aa}$ , debido a la corriente que circula por la fase A con las demás corrientes iguales a cero. Teniendo en cuenta que esta inductancia es directamente proporcional a la permeancia magnética, la cual es compuesta por armónicos de segundo orden [7], presentará un valor máximo para  $\theta=0^\circ$  y un mínimo para  $\theta=90^\circ$  y un valor máximo nuevamente para  $\theta=180^\circ$ .

La auto inductancia para los devanados del estator se compone de  $L_{al}$ , es decir, la inductancia de fuga debido a las líneas que no atraviesan en entrehierro, y  $L_{gaa}$  que son aquellas que atraviesan el aire y cierran su trayectoria a través de las chapas magnéticas, compuesta por  $L_{go}$  corresponde a la inductancia en el punto mínimo de inducción  $L_{aa2}$  corresponde a la amplitud de la oscilación en el punto de mayor y de menor valor para la inductancia.

$$L_{aa} = L_{al} + L_{gaa} \quad L_{gaa} = L_{go} + L_{aa2} * \cos(2\theta) \quad (8)$$





**Figura 2. a) Inducción Magnética en el entrehierro. b) Inductancia en función de la geometría del entrehierro.**

Las expresiones para las auto inductancias de estator son:

$$\begin{aligned}
 L_{aa} &= L_{aa0} + L_{aa2} \cos(2\theta) ; \\
 L_{bb} &= L_{aa0} + L_{aa2} \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \\
 L_{cc} &= L_{aa0} + L_{aa2} \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3})
 \end{aligned} \tag{9}$$

### 2.2.1.2 Inductancias mutuas para el estator ( $L_{ab}, L_{bc}, L_{ca}$ )

Las inductancias mutuas entre dos devanados del estator contienen su componente de segundo armónico debido a la forma del rotor. La inductancia mutua entre dos devanados del estator siempre es de signo negativa, El valor mayor se obtiene cuando el polo norte y el polo sur se encuentran equidistantes del centro de los dos devanados.

La inductancia mutua se halla midiendo la inducción presente en uno de los devanados cuando solo se aplica corriente en el segundo devanado.

$$\begin{aligned}
 L_{ab} = L_{ba} &= -L_{ab0} - L_{ab2} \cos(2\theta + \frac{\pi}{3}) \\
 L_{bc} = L_{cb} &= -L_{bc0} - L_{bc2} \cos(2\theta - \pi) \\
 L_{ca} = L_{ac} &= -L_{ac0} - L_{ac2} \cos(2\theta - \frac{\pi}{3})
 \end{aligned} \tag{10}$$

Se tiene la relación  $L_{ab2} = L_{aa2}$  debido a que la variación en la permeancia magnética aplica para la autoinductancia y la inductancia mutua con la componente armónica de segundo orden, ya que se comparte la misma geometría y la relación entre  $L_{ab0} = L_{aa}/2$

### 2.2.1.3 Inductancia mutua entre el estator y el rotor

Para conocer la inductancia mutua entre el estator y el rotor se omite la variación en el flujo magnético debido al entrehierro, la permeancia en el rotor permanece constante, y la variación en la inductancia mutua es debido al movimiento relativo entre los devanados.

$$\begin{aligned}
 L_{afd} &= l_{afd} * \cos(\theta) \\
 L_{akd} &= l_{akd} * \cos(\theta) \\
 L_{akq} &= L_{akq} * \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) = -l_{akq} * \sin(\theta) \\
 L_{bfd} &= l_{bfd} * \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 L_{bkd} &= l_{bkd} * \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 L_{bkq} &= -l_{bkq} * \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 L_{cfd} &= l_{cfd} * \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 L_{ckd} &= l_{ckd} * \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 L_{ckq} &= -l_{ckq} * \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{11}$$

Al reemplazar las ecuaciones (10) en (6) se obtienen las expresiones para conocer la inducción magnética en cada devanado del estator.

$$\begin{aligned}
 \psi_a &= -i_a \left[ L_{ab0} + L_{aa2} \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] + i_b \left[ L_{ab0} + L_{aa2} \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\
 &\quad + i_c \left[ L_{ab0} + L_{aa2} \cos\left(2\theta + \frac{\pi}{3}\right) \right] + i_{fd} L_{afd} \cos(\theta) + i_{kd} L_{akd} \cos(\theta) - i_{kd} L_{akq} \sin(\theta) \tag{12}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \psi_b &= i_a \left[ L_{ab0} + L_{aa2} \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] - i_b \left[ L_{ab0} + L_{aa2} \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] + i_c [L_{ab0} + \\
 &\quad L_{aa2} \cos(2\theta - \pi)] \\
 &\quad + i_{fd} \left[ L_{afd} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] + i_{kd} L_{akd} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - i_{kd} L_{akq} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{13}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \psi_c &= i_a \left[ L_{ab0} + L_{aa2} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] + i_b [L_{ab0} + L_{aa2} \cos(2\theta - \pi)] - i_c \left[ L_{ab0} + \right. \\
 &\quad \left. L_{aa2} \cos 2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\
 &\quad + i_{fd} \left[ L_{afd} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] + i_{kd} L_{akd} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) - i_{kd} L_{akq} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \tag{14}
 \end{aligned}$$

### 2.2.1.4 Ecuaciones de auto inductancia y acople magnético en el rotor

En el rotor los circuitos presentan una permeancia constante debido a su estructura cilíndrica. Adicionalmente la auto inductancia a inductancia mutua entre cada uno de los circuitos del rotor no cambia de posición con el giro del rotor.

Las ecuaciones que relacionan el flujo inducido en cada devanado son:

$$\psi_{fd} = L_{ffd} * i_{fd} + L_{fkd} * i_{kd} - L_{fkd}(i_a \cos \theta + i_b \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_c \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})) \quad (15)$$

$$\psi_{kd} = L_{fkd} * i_{fd} + L_{kkd} * i_{kd} - L_{akd}(i_a \cos \theta + i_b \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_c \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})) \quad (16)$$

$$\psi_{kq} = L_{kkq} * i_{kq} + L_{akq}(i_a \sin \theta + i_b \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_c \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})) \quad (17)$$

Al reemplazar las ecuaciones de la (7) a la (16) en (6), y posteriormente en (4), se obtiene la descripción completa del comportamiento físico del generador en función de la posición del relativa del rotor.

El tratamiento matemático de las ecuaciones es muy complejo, si se tiene en cuenta que el ángulo de rotación varía en cada instante. Para obtener una simplificación matemática de la descripción del comportamiento de la maquina se aplica la transformación de Park. En esta se define un nuevo sistema de variables trasladando del sistema (a,b,c) al sistema (d,q,0) para las magnitudes de corriente, voltaje, inducción magnética para cada devanado. Las nuevas cantidades se proyectan en tres ejes, uno ubicado en el mismo eje del devanado de campo, denominado eje directo, un segundo eje neutral, el de campo, perpendicular al eje directo denominado eje en cuadratura y un tercer eje estacionario "0". [11]

Para obtener las variables en el sistema d,q,0, se aplica la matriz **P**, y su inversa se aplica para revertir dicha transformada.

$$\mathbf{P} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\mathbf{P}^{inv} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (19)$$

Las corrientes en eje directo y cuadratura se calculan aplicando la transformada d,q,0.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (20)$$

Conociendo los valores de corrientes en términos de d,q,0, se obtienen los valores de corrientes de estator aplicando la matriz inversa.

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (21)$$

Al aplicar la transformada a las ecuaciones de flujo (5) y las ecuaciones de voltaje (4), se obtienen las expresiones (22), (23), (24), luego de efectuar las simplificaciones algebraicas requeridas. [7]

$$\psi_d = -(L_{aa0} + L_{ab0} + \frac{3}{2}L_{aa2})i_d + L_{afd} * i_{fd} + L_{akd} * i_{kd} \quad (22)$$

$$\psi_q = -(L_{aa0} + L_{ab0} - \frac{3}{2}L_{aa2})i_d + L_{akd} * i_{kd} \quad (23)$$

$$\psi_o = -(L_{aa0} - 2L_{ab0})i_0 \quad (24)$$

Al redefinir las inductancias como se ve en ecuación (25) se hallan las expresiones para las inductancias de eje directo, cuadratura y cero,

$$\begin{aligned} L_d &= L_{aa0} + L_{ab0} + \frac{3}{2}L_{aa2} & L_q &= L_{aa0} + L_{ab0} - \frac{3}{2}L_{aa2} \\ L_o &= L_{aa0} - 2L_{ab0} \end{aligned} \quad (25)$$

Al reemplazar en las ecuaciones (21), (22),(23) en (7) se obtiene:

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_o \\ \psi_{fd} \\ \psi_{kd} \\ \psi_{kq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_d & 0 & 0 & L_{afd} & L_{akd} & 0 \\ 0 & -L_q & 0 & 0 & 0 & L_{akq} \\ 0 & 0 & -L_o & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{3}{2}L_{afd} & 0 & 0 & L_{ffd} & L_{fdkd} & 0 \\ -\frac{3}{2}L_{akd} & 0 & 0 & L_{kdfd} & L_{kkd} & 0 \\ 0 & -\frac{3}{2}L_{akd} & 0 & 0 & 0 & L_{kkq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (26)$$

Al aplicar la transformada de Park se observa que las inductancias son independientes de la posición relativa del rotor. La componente  $i_0$  de las corrientes de armadura no aporta a las fuerza magneto motriz del rotor.

La transformada d,q,0, entrega inductancias constantes, sin embargo las inductancias mutuas no son reciprocas. [6].

La aplicación de la transformada d,q,0, a la ecuación de voltajes en terminales del generador se hallan las expresiones (27), (28), (29).

$$e_d = \frac{d}{dt} \psi_d - \psi_q \frac{d}{dt} \theta - R_a i_d \quad (27)$$

$$e_q = \frac{d}{dt} \psi_q - \psi_d \frac{d}{dt} \theta - R_a i_q \quad (28)$$

$$e_o = \frac{d}{dt} \psi_o - R_a i_o \quad (29)$$

El término  $\frac{d}{dt} \theta$  indica velocidad angular  $w_r$  del rotor. En radianes por segundo. Para una frecuencia de 60 Hz  $w_r = 377$ .

La fuerza magneto motriz debido a  $i_d$  e  $i_q$  son estacionarias con respecto al rotor y actúan sobre un camino de permeancia magnética constante, por consiguiente las inductancias  $L_d$  y  $L_q$  son constantes. Para condiciones balanceadas de estado estable a velocidad síncrona las corrientes  $i_d$  e  $i_q$  aparecen como corrientes constantes (dc) en la referencia d,q,0.

Los parámetros asociados con los ejes d y q pueden ser medidos directamente en los terminales del generador. Con estos parámetros se pueden determinar las ecuaciones del desempeño dinámico teniendo la medida de inductancias constantes.

Para la simplicidad en el análisis matemático, y facilitar el trabajo con magnitudes de valores razonables el modelado del generador se desarrolla el cálculo de valores con base en cantidades por unidad.

Para el estator se toman como base los valores pico de la corriente y voltaje línea neutro nominal, y se ajustan los valores base restantes.

$$\begin{aligned} e_{sbase} &: \text{Voltaje pico línea –neutro nominal. [V]} \\ i_{sbase} &: \text{Corriente pico nominal. [A]} \\ f_{base} &: \text{Frecuencia nominal [Hz]} \\ w_{base} &= 2 * \pi * f_{base} \quad \text{Frecuencia nominal [rad eléctricos/s]} \\ Z_{sbase} &= e_{sbase} / i_{sbase} \quad \text{Impedancia base, [Ohm]} \\ L_{sbase} &= Z_{sbase} / w_{base} \quad \text{Inductancia base, [H]} \\ \psi_{sbase} &= L_{sbase} * i_{sbase} \quad \text{Flujo de Inducción magnética base [Wb/vuelta]} \\ S_{base} &= \left(\frac{3}{2}\right) e_{sbase} * i_{sbase} : \text{Potencia trifásica base. [VA]} \\ Torque_{base} &= \left(\frac{3}{2}\right) \left(Numero \frac{polos}{2}\right) * \psi_{sbase} * i_{sbase} : [N*m] \end{aligned} \quad (30)$$

Para convertir las ecuaciones de voltaje en valores por unidad se divide la ecuación por su valor base:

$$e_{sbase} = i_{sbase} * Z_{sbase} = \psi_{sbase} * w_{base} \quad (31)$$

$$\frac{e_d}{e_{sbase}} = \frac{d}{dt} \left( \frac{\psi_d}{w_{base} * \psi_{sbase}} \right) - \left( \frac{\psi_q * w_r}{w_{base} * \psi_{sbase}} \right) - \frac{R_a i_d}{i_{sbase} * Z_{sbase}} \quad (32)$$

Simplificando se tiene para (31):

$$\bar{e}_d = \left( \frac{1}{w_{base}} \right) \frac{d}{dt} \bar{\psi}_d - \bar{\psi}_q * \bar{w}_r - \bar{R}_a * \bar{i}_d \quad (33)$$

Y de la misma forma para aplicando a (27) y (28)

$$\bar{e}_q = \frac{d}{dt} \bar{\psi}_q - \bar{\psi}_d * \bar{w}_r - \bar{R}_a \bar{i}_q ; \quad \bar{e}_o = \frac{d}{dt} \bar{\psi}_o - \bar{R}_a \bar{i}_o \quad (34)$$

Para las ecuaciones que relacionan las variables del rotor [5] con el siguiente sistema de base seleccionado se presentan las siguientes igualdades en las inductancias por unidad.

$$L_{afd} = L_{afd} = L_{akd} = L_{kda} = L_{ad} ; \quad L_{akq} = L_{kaq} = L_{aq}; L_{fkd} = L_{kfd} \quad (35)$$

Las cantidades base de referencia para el rotor son:

$$\begin{aligned} i_{fdbase} &= L_{ad} * i_{sbase} / L_{afd} && \text{Corriente base de campo. [A]} \\ i_{kdbase} &= L_{ad} * i_{sbase} / L_{akd} && \text{Corriente base de eje directo. [A]} \\ i_{kqbase} &= L_{aq} * i_{sbase} / L_{akq} && \text{Corriente base de eje cuadratura. [A]} \\ e_{fdbase} &= S_{3\Phi base} / i_{fdbase}^2 && \text{Voltaje de campo base. [V]} \\ Z_{fdsbase} &= S_{3\Phi base} / i_{fdbase}^2 && \text{Impedancia base de campo, [Ohm]} \\ Z_{kdbase} &= S_{3\Phi base} / i_{kdbase}^2 && \text{Impedancia base de eje directo, [Ohm]} \\ Z_{kqbase} &= S_{3\Phi base} / i_{kqbase}^2 && \text{Impedancia base de eje cuadratura, [Ohm]} \\ L_{fdbase} &= Z_{fdbase} / w_{base} && \text{Inductancia base de campo, [H]} \\ L_{kdbase} &= Z_{kdbase} / w_{base} && \text{Inductancia base de campo, [H]} \\ L_{kqbase} &= Z_{kqbase} / w_{base} && \text{Inductancia base de campo, [H]} \\ t_{base} &= 1 / w_{base}, [\text{s}] \\ \psi_{sbase} &= L_{sbase} * i_{sbase} && \text{Flujo de Inducción magnética base [Wb/vuelta]} \\ S_{base} &= \left( \frac{3}{2} \right) e_{sbase} * i_{sbase} && \text{Potencia trifásica base. [VA]} \\ Torque_{base} &= S_{3\Phi base} / w_{mecbase} && : [\text{N*m}] \end{aligned} \quad (36)$$

Si la frecuencia de las cantidades de estator corresponde con la frecuencia base la reactancia por unidad del devanado es igual a la inductancia de eje directo. Si  $f = f_{base}$  entonces  $L_d = X_d$ . [5]

El compendio de todas las ecuaciones en valores por unidad para el generador [5] se observa en las ecuaciones (37), donde se incluyen un devanado de amortiguamiento en el eje directo,

denominado con los subíndices 1d, y dos devanados de amortiguamiento en el eje en cuadratura con los subíndices 1q,2q.

Ecuaciones de voltaje para el estator:

$$e_d = \frac{d}{dt}\psi_d - \psi_q \frac{d}{dt}\theta - R_a i_d \quad ; \quad e_q = \frac{d}{dt}\psi_q - \psi_d \frac{d}{dt}\theta - R_a i_q \quad ; \quad e_o = \frac{d}{dt}\psi_o - R_a i_o$$

Ecuaciones de voltaje para el rotor:

$$e_{fd} = \frac{d}{dt}\psi_{fd} + R_{fd} i_{fd}; \quad 0 = \frac{d}{dt}\psi_{1d} + R_{1d} i_{1d}; \quad 0 = \frac{d}{dt}\psi_{1q} + R_{1q} i_{1q}; \quad 0 = \frac{d}{dt}\psi_{2q} + R_{2q} i_{2q}$$

(37)

Ecuaciones para el flujo de inducción en el estator:

$$\psi_d = -(L_{ad} + L_l)i_d + L_{ad} * i_{fd} + L_{ad} * i_{1d}; \quad \psi_q = -(L_{aq} + L_l)i_q + L_{aq} * i_{1q} + L_{aq} * i_{2q}$$

$$\psi_o = -(L_o)i_o$$

Ecuaciones para el flujo de inducción en el rotor

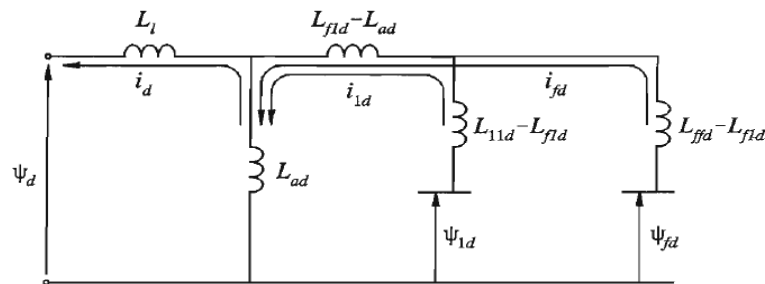
$$\psi_{fd} = L_{ffd} * i_{fd} + L_{f1d} * i_{1d} - L_{ad} * i_d; \quad \psi_{1d} = L_{f1d} * i_{fd} + L_{11d} * i_{1d} - L_{ad} * i_d$$

$$\psi_{1q} = L_{11q} * i_{1q} + L_{aq} * i_{2q} - L_{aq} * i_q; \quad \psi_{2q} = L_{aq} * i_{1q} + L_{22q} * i_{2q} - L_{aq} * i_q$$

Por simplicidad en las ecuaciones (37) se asume las igualdades en las inductancias mutuas para los devanados de eje en cuadratura:

$$L_{12q} = L_{aq}; \quad L_{fd} = L_{ffd} - L_{f1d}; \quad L_{1d} = L_{11d} - L_{f1d}; \quad L_{1q} = L_{11q} - L_{aq}; \quad L_{2q} = L_{22q} - L_{aq}$$

El circuito equivalente que relaciona las ecuaciones de flujo magnético con las inductancias y corrientes se observa en la figura 3.



**Figura 3. Circuito equivalente de eje directo en función del flujo vs Corriente [5].**

La representación completa de las ecuaciones de voltaje y flujo de inducción magnética para la componente de eje directo y en cuadratura se observa en las figuras 4 y figura 5, donde. los flujos de

inducción magnética se muestran en términos de su derivada en función del tiempo reemplazando  $\frac{d}{dt}$  por el operador  $p$ . [5].

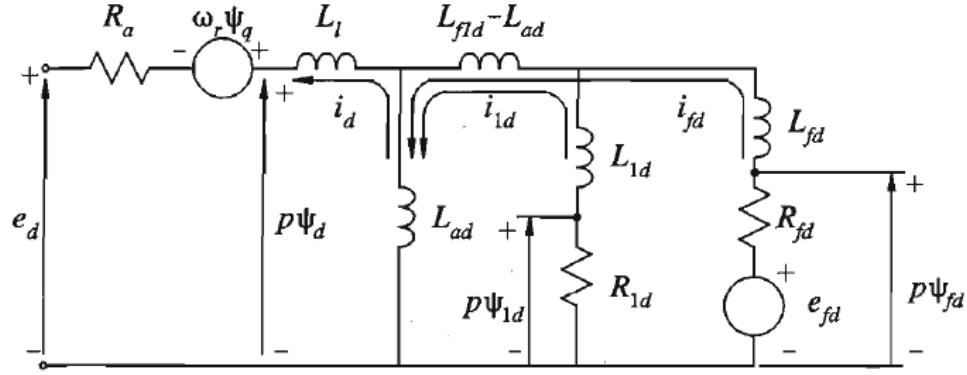


Figura 4. Circuito equivalente de eje directo [5].

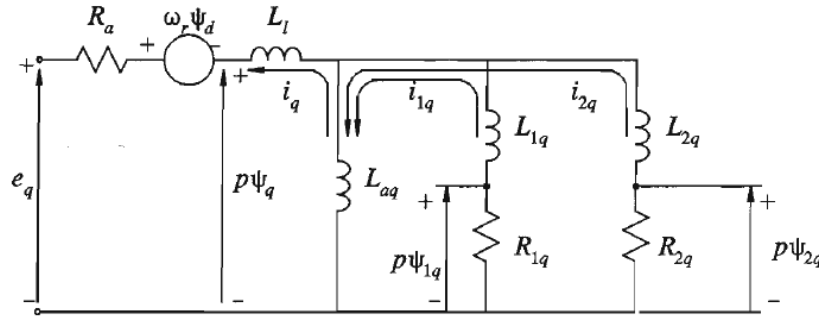


Figura 5. Circuito equivalente de eje en cuadratura [5].

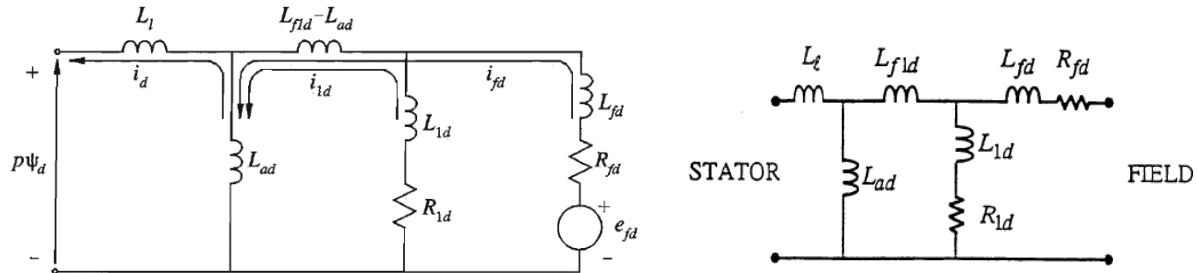
El modelo más ampliamente utilizado para el circuito equivalente en las componentes de eje directo y en cuadratura, con sus respectivos devanados amortiguadores se observa en las figuras 6 y 7 proveniente de las ecuaciones (37), donde las cantidades los elementos deben ser representados por su respectivo valor en por unidad, permitiendo la representación de la inductancia mutua entre los devanados del estator y el rotor ( $L_{ad}$ ).

En el circuito equivalente de eje directo la inductancia en serie ( $L_{f1d} + L_{ad}$ ) representa el flujo de inducción entre los devanados de campo y de amortiguamiento, pero no los de armadura, una práctica común es usualmente omitir estas inductancias en serie [5].

En la literatura es aceptada la práctica la simplificación del modelo para los circuitos de eje directo y eje en cuadratura omitiendo la resistencia de estator, y los términos  $(\omega_r * \psi_q)$  y  $(\omega_r * \psi_d)$ . Este circuito equivalente es adecuado para determinar el flujo de inducción magnética de eje directo  $\psi_d$  y en cuadratura  $\psi_q$ , en términos de  $i_q$  e  $i_d$ .



La figura 6 representa el modelo equivalente para el generador en eje de cuadratura. En la figura 6 a la derecha se observa claramente los puntos disponibles de estator y rotor desde el exterior. Es decir los puntos sobre los cuales podemos realizar mediciones para determinar el modelo del generador.



**Figura 6. Circuito equivalente de eje directo y ubicación de los puntos de acceso. [5]**

Dónde:

$L_l$ : Inductancia de fuga del devanado del estator o armadura

$L_{ad}$ : Inductancia mutua entre el rotor y el estator de eje directo

$L_{f1d}$ : Inductancia de fuga diferencial, proporcional al flujo que enlaza uno o más devanados amortiguadores y el campo, pero que no enlaza la armadura

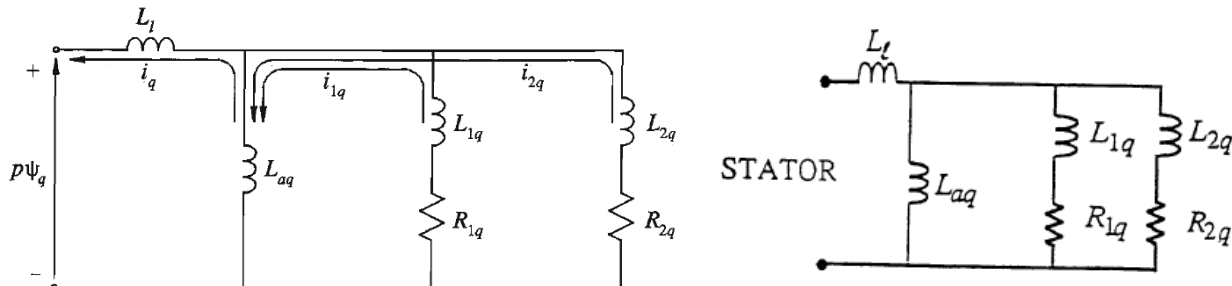
$L_{1d}$ : Inductancia propia del devanado amortiguador referido a la armadura.

$R_{1d}$ : Resistencia equivalente de eje directo del devanado amortiguador referido a la armadura

$L_{fd}$ : Inductancia propia del devanado de eje campo de eje directo referido a la armadura.

$R_{fd}$ : Resistencia de campo referido al devanado de armadura.

El circuito equivalente para el eje en cuadratura se observa en la figura 7. Es de resaltar que no se tienen inductancia mutua entre el eje en cuadratura y el eje directo, ya que por definición estos dos se encuentran distribuidos en forma perpendicular (a  $90^\circ$ ), lo que elimina el flujo mutuo entre ellos.



**Figura 7. Circuito equivalente de eje en cuadratura. Identificando puntos de acceso [5].**

Dónde:

$L_l$ : Inductancia de fuga del devanado del estator o armadura

$L_{aq}$  : Inductancia mutua entre el rotor y el estator de eje en cuadratura

$L_{1q}$ : Inductancia propia del primer devanado amortiguador referido a la armadura

$R_{1d}$ : Resistencia equivalente de eje cuadratura del primer devanado amortiguador referido a la armadura.

$L_{2q}$ : Inductancia propia del segundo devanado amortiguador referido a la armadura

$R_{1q}$ : . Resistencia equivalente de eje cuadratura del segundo devanado amortiguador referido a la armadura.

## 2.2.2 Fundamentos en el análisis de frecuencias a rotor bloqueado del generador síncrono

El principio teórico para para la realización del modelado del generador a través de la prueba de SSFR fue propuesto en 1980 por Schwartz [5].

La respuesta eléctrica de las maquinas síncronas a pequeñas perturbaciones se puede expresar en los siguientes parámetros de las funciones de transferencia incluyendo el operador de Laplace y el símbolo  $\Delta$  para denotar el incremento o perturbación para eje directo y eje de cuadratura. La interacción es analizada como redes de dos puertos, Así que:

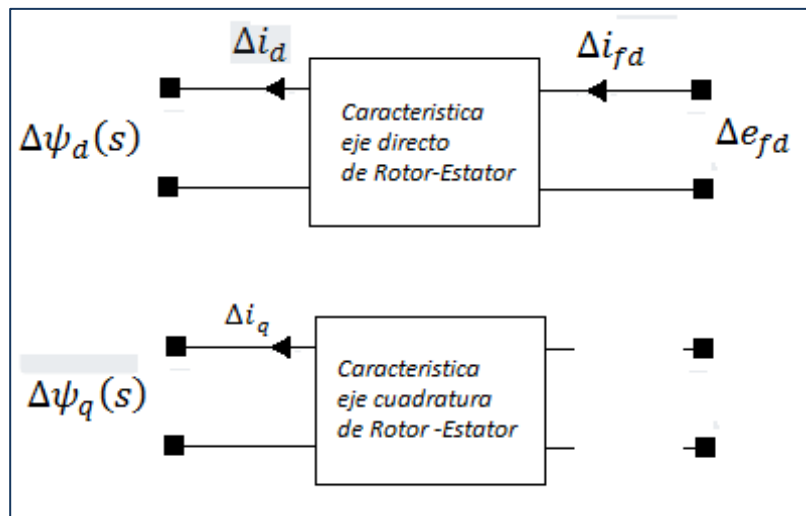


Figura 8. Modelo del generador en función de cuadripolo [3].

$$\Delta\psi_d(s) = G(s)\Delta e_{fd}(s) - L_d(s) * \Delta i_d(s) \quad (38)$$

$$\Delta\psi_q(s) = -L_q(s) * \Delta i_q(s) \quad (39)$$

Dónde:

$\psi_s, \psi_q$ : Representan los enlaces de flujo de eje directo y eje en cuadratura.

$i_s, i_q$ : Representan las corrientes de estator en algún punto de operación

$e_{fd}$ : Es el Voltaje de campo en un punto particular de operación.

$\Delta$ : Corresponde a la pequeña perturbacion alrededor del punto de operacion.

$L_d(s)$ : Inductancia operacional de eje directo. Es la transformada de Laplace de la razón entre el flujo de enlace de armadura con respecto a la corriente de eje directo cuando el devanado de campo se encuentra cortocircuitado.

$L_q(s)$ : Inductancia operacional de eje cuadratura. Es la transformada de Laplace de la razón entre el flujo de enlace de armadura con respecto a la corriente de eje en cuadratura

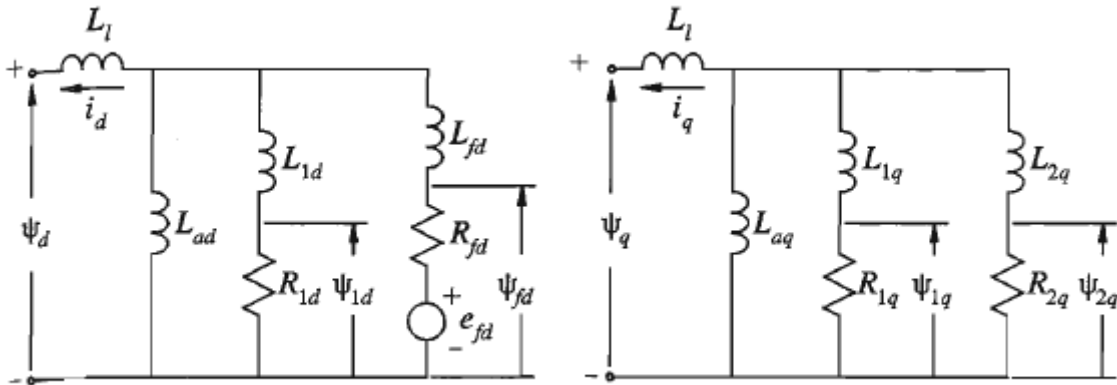
$G(s)$ : Función de transferencia del campo para la corriente de armadura. La cual es la transformada de Laplace de la relación entre el flujo de armadura de eje directo y el voltaje de campo con la armadura en circuito abierto.

$sG(s)$ : Función de transferencia del campo a la corriente de armadura. La cual es la transformada de Laplace de la corriente de estator eje directo a la transformada de Laplace de la corriente de campo, con el devanado del campo en corto circuito.

$Z_{af0}(s)$ : Es la relación de la transformada de Laplace del voltaje de campo con la corriente de eje directo del estator con el devanado de campo cortocircuitado

El orden o grado del numerador y el denominador de los polinomios de  $L_d(s)$  y  $L_q(s)$  es igual al número de circuitos asumidos en su respectivo eje, a su vez la función  $G(s)$  contiene el mismo denominador de  $L_d(s)$  con un numerador diferente con un grado de orden menor.

En resumen el modelo del generador que se desea conocer se ve en la figura 9, donde se denota la relación de las corrientes de eje directo y cuadratura como puntos accesibles.



**Figura 9. Modelo común utilizado para representación del generador. [3]**

En términos de Laplace las ecuaciones que determinan el comportamiento del generador son las siguientes [5]

Ecuaciones de voltaje para el rotor en función de Laplace:

$$e_{fd}(s) = s\psi_{fd}(s) - \psi_{fd}(0) + R_{fd}i_{fd}(s) \quad 0 = s\psi_{1d}(s) - \psi_{1d}(0) + R_{1d}i_{1d}(s);$$

Ecuaciones para el flujo de inducción en términos de Laplace

(40)

$$\psi_d(s) = -L_d i_d(s) + L_{ad} * i_{fd}(s) + L_{ad} * i_{1d}(s);$$

$$\psi_{fd}(s) = -L_{ad} * i_d(s) + L_{ffd} * i_{fd}(s) + L_{ad} * i_{1d}$$

$$\psi_{1d}(s) = -L_{ad} * i_s + L_{ad} * i_{fd}(s) - L_{11d} * i_{1d}(s)$$

Los valores (0) indican las condiciones iniciales de los flujos magnéticos.

Los parámetros a determinar para conocer los parámetros dinámicos del generador son los siguientes:

**Constante de tiempo  $T'_{d0}$ :** representa un cambio suave que corresponde al periodo transitorio observado en condición de circuito abierto.

**Constante de tiempo  $T'_d$ :** representa un cambio suave que corresponde al periodo transitorio observado en condición de corto circuito.

**Constante de tiempo  $T''_{d0}$ :** representa el cambio inicial que corresponde al periodo sub transitorio observado en condición de circuito abierto.

**Constante de tiempo  $T'_d$ :** representa un inicial suave que corresponde al periodo sub transitorio observado en condición de corto circuito.

**Constante de tiempo de armadura  $T_a$ :** Indica la razón de cambio, o constante de decaimiento de la componente unidireccional de armadura que se observa en la corriente de fase en terminales del generador al someter la maquina a un corto circuito.

**Inductancia síncrona  $L_d$ :** se presenta cuando se la maquina opera en condiciones de estado estable, lo que indica que no se presentan cambios súbitos ( $s=0$ ) en la respuesta en frecuencia  $L_d(s) = L_d(0) = L_d$ . En la práctica la inductancia síncrona es reflejada a frecuencias menores a 0.02 Hz

**Inductancia subtransitoria  $L'_d$ :** se representa como la inductancia efectiva que se presenta inmediatamente como respuesta a una perturbación  $L_d'' = \lim_{s \rightarrow \infty} \frac{L_d(s)}{s} = L_d * \left( \frac{T'_d T''_{d0}}{T'_{d0} T''_d} \right)$ , donde las variables  $T'_{d0} T''_{d0}$  corresponden a las constantes de tiempo. En la práctica la inductancia síncrona subtransitoria es reflejada a frecuencias mayores a 10 Hz.

**Inductancia transitoria**  $L_d'$  se representa como la inductancia efectiva que se presenta inmediatamente como respuesta a una perturbación sin contar con la participación de los devanados de amortiguación.  $L_d = \lim_{s \rightarrow \infty} L_d(s) = L_d * \left(\frac{T'd}{T'd0}\right)$ , donde las variables  $\left(\frac{T'd}{T'd0}\right)$  corresponden a las constantes de tiempo. En la práctica la inductancia síncrona transitoria es reflejada a frecuencias entre a 0.02 Hz a 2 Hz.

La figura 10 ilustra los puntos clave a ser identificados en la respuesta en frecuencia del generador.

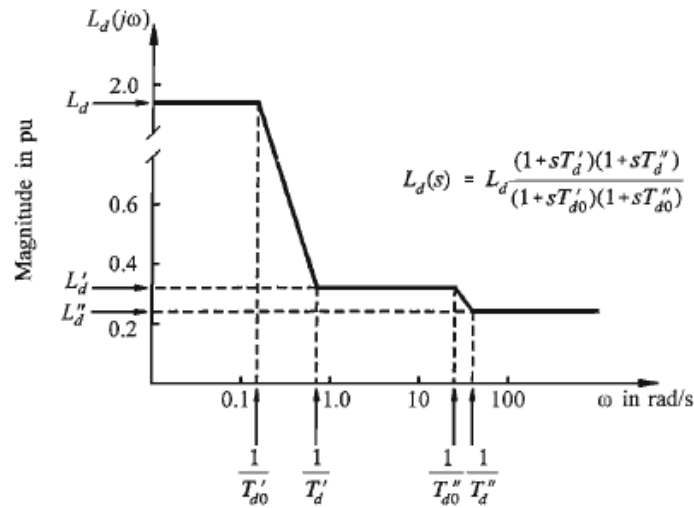


Figura 10. Variación de la magnitud de la inductancia en función de la frecuencia [5].

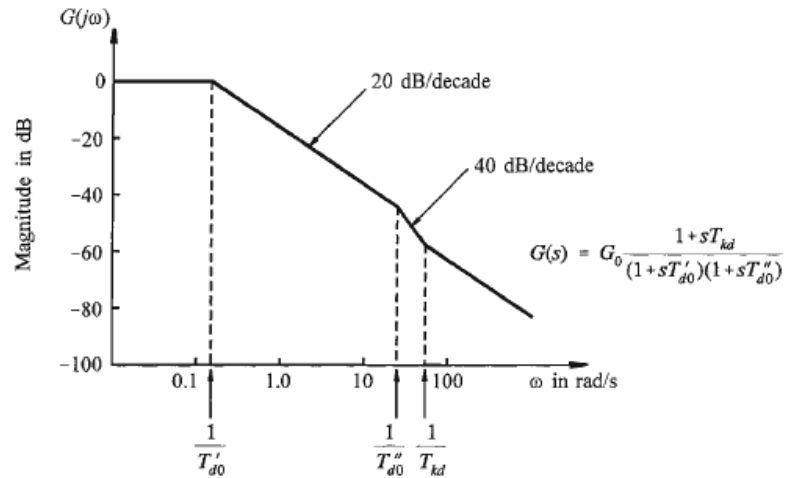


Figura 11. Variación de la fase de la inductancia en función de la frecuencia [5].

## 2.2.3 Determinación de parámetros del generador síncrono mediante pruebas de respuesta en barrido de frecuencias a rotor bloqueado

La prueba de barrido en frecuencia para determinación de parámetros del generador ha rotor bloqueado requiere la maquina fuera de línea, aislada del sistema de potencia, se deben remover todas las conexiones del estator y el devanado de campo y su circuito excitador.

Se debe procurar mantener la temperatura constante durante toda la prueba, teniendo mucho cuidado en la inyección de señales a baja frecuencia, ya que en estas se presenta una sensibilidad mayor de la resistencia.

En [3], Se detalla a fondo las características del desarrollo de la prueba SSFR. Dentro de las medidas adquiridas se cuenta con:

### 2.2.3.1 Impedancia operacional de eje directo $Z_d(s)$

En esta  $R_a$  corresponde a la resistencia de armadura por fase, esta contribuye a la medida de la impedancia solo a bajas frecuencias.

$$Z_d(s) = R_a + sL_d(s); \quad Z_d(s) = \left. \frac{\Delta e_d}{\Delta i_d} \right|_{\Delta e_{fd}=0} \quad (41)$$

Con el oscilador conectado al estator y medición de voltaje y corriente en el estator con el campo en corto circuito. El rotor se ubica en la posición de eje directo como se observa en la figura 12.

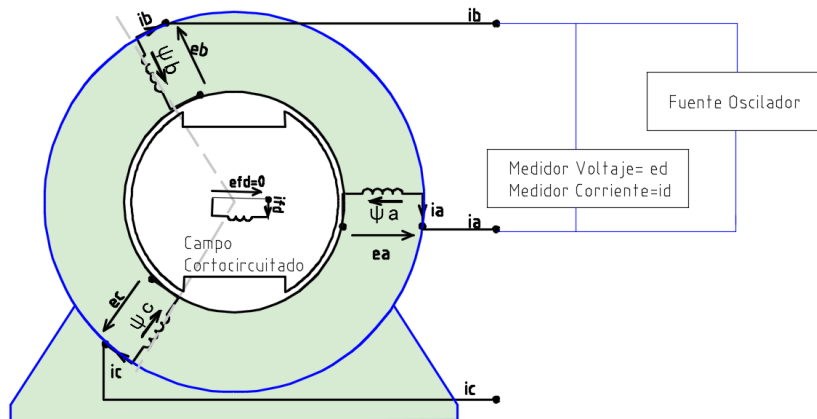


Figura 12. Conexión del generador para prueba de eje directo.

### 2.2.3.2 Razón de cambio de la función de transferencia estator-rotor $sG(s)$

Esta corresponde a la Función de transferencia del campo a la corriente de armadura. Se aprovecha la misma conexión para capturar los valores de corriente presentes en el devanado de campo.

$$sG(s) = \left. \frac{\Delta i_{fd}}{\Delta i_d} \right|_{\Delta e_{fd}=0} \quad (42)$$

Con el oscilador conectado al estator y medición de voltaje y corriente en el estator con el campo en corto circuito. El rotor se ubica en la posición de eje directo.

### 2.2.3.3 Impedancia operacional de eje cuadratura $Z_q(s)$

En esta  $R_a$  corresponde a la resistencia de armadura por fase, esta contribuye a la medida de la impedancia solo a bajas frecuencia.

$$Z_q(s) = R_a + sL_q(s); \quad Z_q(s) = \left. \frac{\Delta e_d}{\Delta i_q} \right|_{\Delta e_{fd}=0} \quad (43)$$

Con el oscilador conectado al estator y medición de voltaje y corriente en el estator con el campo en corto circuito. El rotor se ubica en la posición de eje en cuadratura.

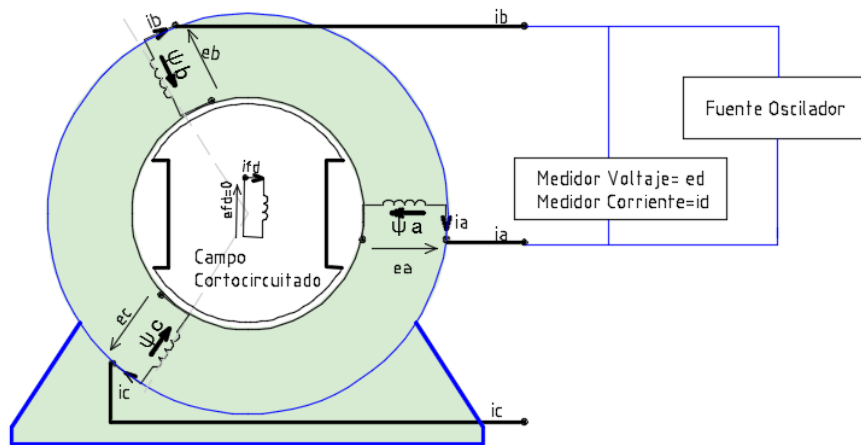


Figura 13. Conexión del generador para prueba 0de eje en cuadratura.



### 2.2.3.4 Función de transferencia del campo para la corriente de armadura $G(s)$

Esta corresponde a la Función de transferencia del campo a la corriente de armadura. Se aprovecha la misma conexión para capturar los valores de corriente presentes en el devanado de campo.

$$G(s) = \left. \frac{\Delta e_d(s)}{s \Delta e_{fd}(s)} \right|_{\Delta i_d=0} \quad (44)$$

Con el oscilador conectado al estator y medición de voltaje y corriente en el estator con el campo en corto circuito.

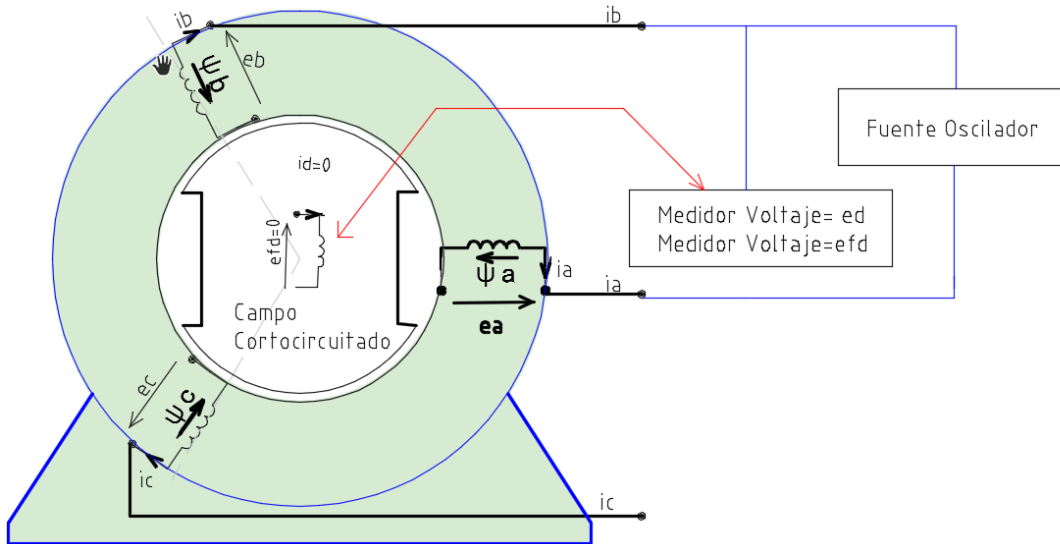


Figura 14. Conexión del generador para determinación de función de transferencia rotor - estator.

### 2.2.3.5 Función de transferencia de la impedancia de la armadura al campo $Z_{afo}(s)$

Corresponde a la relación de la transformada de Laplace del voltaje de campo con la corriente de eje directo del estator con el devanado de campo cortocircuitado

$$Z_{afo}(s) = \left. \frac{\Delta e_{fd}(s)}{\Delta i_d(s)} \right|_{\Delta i_{fd}=0}$$

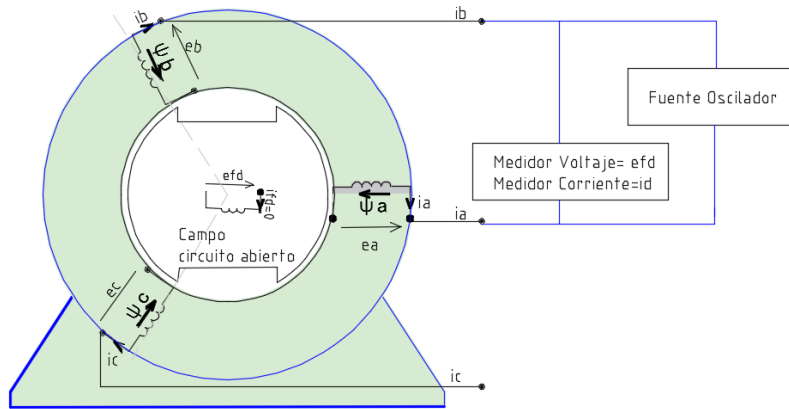


Figura 15. Conexión del generador para determinación de función de transferencia rotor - estator.

### 2.2.3.6 Función de transferencia de la impedancia de campo a armadura $Z_{fao}(s)$ .

Corresponde a la relación de la transformada de Laplace de la corriente de campo con el voltaje de campo eje directo del estator con el devanado de campo en circuito abierto.

$$Z_{fao}(s) = \left. \frac{\Delta e_f(s)}{\Delta i_{fd}(s)} \right|_{\Delta i_d=0}$$

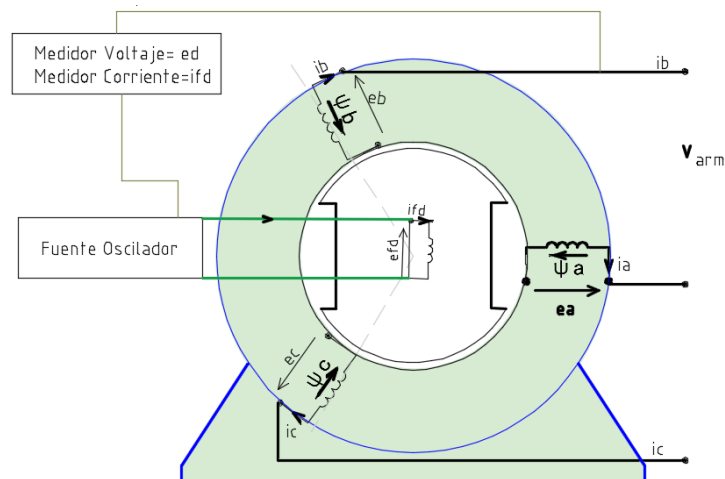


Figura 16. Conexión del generador para determinación de función de transferencia rotor - estator.

# Capítulo 3

## 3.1 Diseño del desarrollo propuesto

Para la obtención de los parámetros del generador que se encuentra en el laboratorio de electrónica de potencia de la Universidad Tecnológica de Pereira mediante el método de barrido en frecuencia con el rotor bloqueado SSFR se requiere de los siguientes componentes:

- **Una fuente generadora de señal sinoidal de magnitud y frecuencia variable.**
  - Tensión de Salida Variable. Amplitud Máxima: 30 V.
  - Corriente de salida Máxima: Amplitud Máxima 6 A.
  - Frecuencia de Operación: desde 1 mHz hasta 1 kHz. Con 10 pasos en cada unidad entre décadas.
- **Osciloscopio con sondas para captura de corriente y voltaje.**

## 3.2 Diseño de equipo oscilador de potencia

El equipo oscilador de potencia es el encargado de generar ondas de forma senoidal de magnitud y frecuencia variable. El rango de frecuencia requerido esta entre 0,001 Hz y 1 kHz. La máxima magnitud de voltaje generador será de 30 V y una corriente máxima de 6 A.

La figura 17 Figura 17. Diagrama de bloques del módulo generador de ondas senoidales de frecuencia variable. ilustra los módulos diseñados y desarrollados en la construcción del oscilador de potencia los cuales se componen así:

1. Fuente AC-DC Variable
2. Generador de Onda de forma senoidal rango de frecuencia de 1mHz hasta 10 Hz.
3. Generador de Onda de forma senoidal rango de 15 Hz hasta 1 kHz.
4. Unidad Central de control

Los módulos interactúan entre sí. El módulo central, es el encargado de coordinar el funcionamiento de los demás módulos de acuerdo a la solicitud recibida a través de sus contactos de entrada y/o sus puertos de comunicación (líneas en color Verde). Una vez recibida la orden de operación por la unidad central de control UCC. Se genera la orden al módulo de Fuente AC/DC para generar la alimentación DC que va a suplir de energía a los generadores de onda senoidal y se selecciona automáticamente la resistencia limitadora conectada en serie con la carga en prueba. De acuerdo a la frecuencia que se requiere a la salida del generador se habilita el generador de frecuencia variable correspondiente (línea en color rojo que indica la señal de potencia controlada).

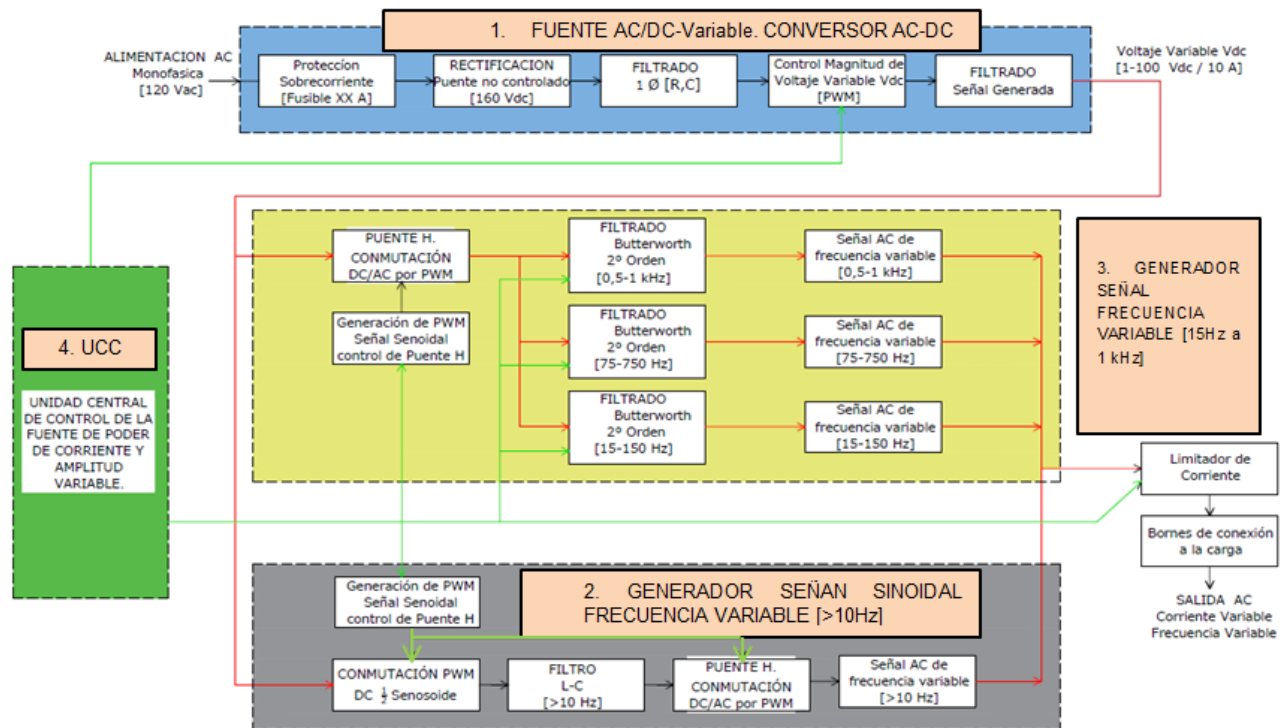
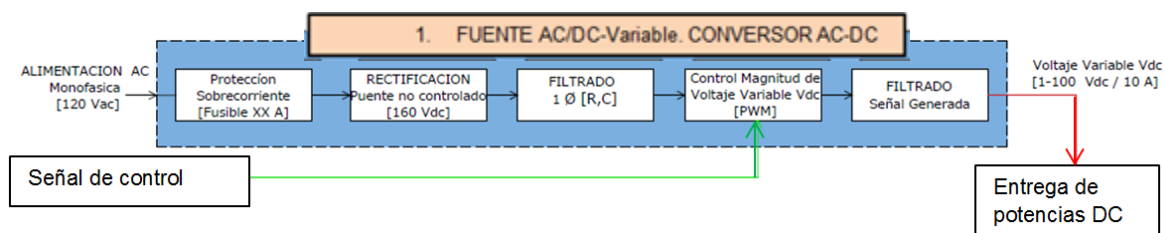


Figura 17. Diagrama de bloques del módulo generador de ondas senoidales de frecuencia variable.

### 3.2.1 Fuente AC/DC. Variable

Para generar las diversas señales que oscilan a frecuencia variable se tomará como punto de partida una fuente variable de corriente directa, la cual se obtiene a partir de la Figura 18.

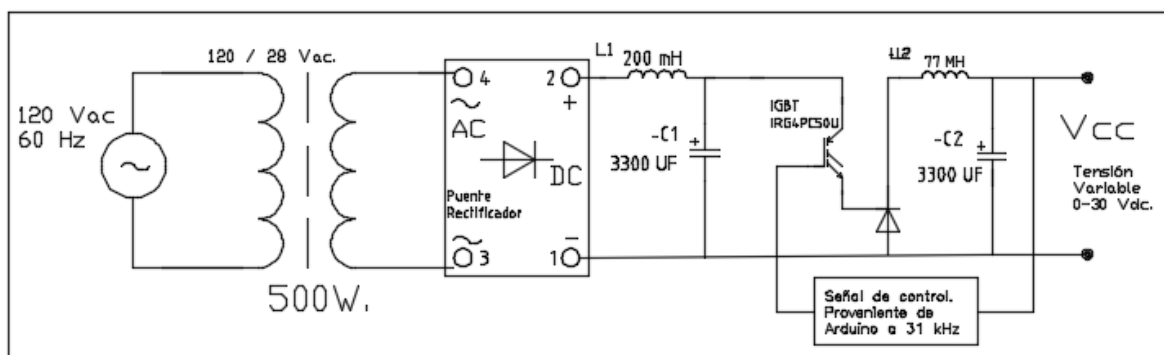


**Figura 18. Diagrama de bloques de generador AC/DC Variable.**

El diseño de la fuente AC/DC se realiza por facilidad en dos partes. La parte inicial comprende las etapas de entrada, rectificación no controlada de diodos, hasta el filtrado. , a continuación se ubica un puente rectificador de onda completa. La señal rectificada es pasada a través de un filtro LC, con el cual a la salida se obtiene una señal de corriente directa de magnitud fija.

La segunda parte comprende el convertidor DC-DC. Para tener control de la magnitud de tensión y corriente entregada se ubica un control por modulación de ancho de pulso (PWM) con su respectivo filtro de salida.

Ambas etapas se diseñan considerando una impedancia mínima de 10 Ohm.



**Figura 19. Diagrama esquemático de fuente AC/DC variable.**

#### 3.2.1.1 Etapa AC/DC no controlada

La fuente AC/DC antes del elemento de control IGBT se calcula para tener una señal filtrada con un porcentaje de rizado mínimo con una impedancia mínima de carga. La fuente es compuesta por un puente rectificador de doble onda, un filtro pasivo de segundo orden, el cual es compuesto por un gran condensador y una inductancia que disminuye el rizado en la señal de corriente entregada a la carga.

### 3.2.1.2 OPERACIÓN

Al tener la fuente un valor positivo en la fuente de corriente alterna  $V_s > 0$ , se polarizan el puente de diodos y la expresión que representa la forma de onda generada en términos de  $V_d$ .

La representa matemáticamente por la función a la salida del rectificador se representa por medio del valor absoluto de la onda sinoidal [7].

$$V_d = |V_s| \quad V_d \begin{cases} V_s, & V_s > 0 \\ -V_s, & V_s < 0 \end{cases} \quad I_d = |I_s| \quad I_d \begin{cases} I_s, & V_s > 0 \\ -I_s, & V_s < 0 \end{cases} \quad (45)$$

El valor promedio  $V_{do}$  (Teniendo en cuenta que el valor  $L_s=0$ , como es el caso de la alimentación directa al suministro de la red eléctrica), es obtenido mediante el cálculo de integración de  $V_s$  en medio ciclo sinoidal, que corresponde al ciclo completo de la onda rectificada.

El valor medio  $V_{cd}$ , se calcula a partir de la siguiente expresión,

$$V_{cd} = \frac{1}{T} \int_0^T V_d(t) * dt \quad (46)$$

Teniendo en cuenta que la señal presenta 2 ciclos en un periodo de  $2\pi$ .

$$V_{cd} = 2 \left( \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2} V_{d\text{rms}} \text{Sen}(\omega t) * d\omega t \right) \quad (47)$$

$$V_{cd} = \frac{\sqrt{2} V_{d\text{rms}}}{\pi} * (-\cos \omega t)_0^\pi = \frac{2\sqrt{2} V_{d\text{rms}}}{\pi} = 0.639 \sqrt{2} V_{d\text{rms}} = 0.639 V_{\text{pico}}$$

Por lo tanto el valor medio o valor eficaz  $V_{cd}$  de la señal rectificada de onda completa es igual a  $0.639 * \text{Voltaje pico rectificado}$ .

Para conocer el valor eficaz o RMS de la onda rectificada,

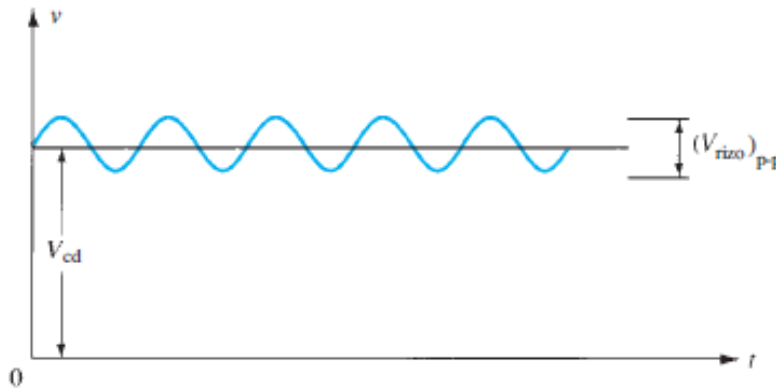
$$V_{rms} = \sqrt{2 \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (\sqrt{2} V_{d\text{rms}} * \text{sen}(\omega t))^2 d\omega t} = 0.707 V_{\text{pico}} \quad (48)$$

$V_B$ , el valor rms del componente de corriente alterna de las señal de salida es  $V_B(\text{rms}) = 0.707 V_{\text{pico}}$

Se requiere que la fuente de tensión proporcione una señal DC con el menor rizado posible. Con el objetivo que tengamos una variación insignificante que no induzca errores o fluctuaciones en las señales generadas.

Por definición se tiene que el rizado (r)

$$= \frac{\text{Voltaje de rizo (RMS)}}{\text{Voltaje de cd}} = \frac{V_r (RMS)}{V_{cd}} * 100\% \quad (49)$$



**Figura 20. Forma de onda DC con la componente de rizado. [7]**

dónde:

Voltaje de rizo (Vac) se define como la magnitud pico-pico de la señal AC generada posterior a la introducción del condensador.

El voltaje corriente directa (Vcd), solo incluye el valor de corriente directa generada posterior a la introducción del condensador el cual en corriente directa se comporta como circuito abierto

En el Circuito implementado para Fuente AC/DC no controlada se alimenta a 120 Vdc 60 Hz, esta señal pasa a través de un transformador 120/28 Vdc y es rectificadora a través del puente rectificador de onda completa referencia KPBC3506, el cual tiene una corriente nominal de conducción de 35 A, y una tensión máxima de pico inverso de 600 V y una caída de tensión en conducción de 1,6 V. A la salida del puente rectificador se ubica un filtro pasivo de segundo orden LC.

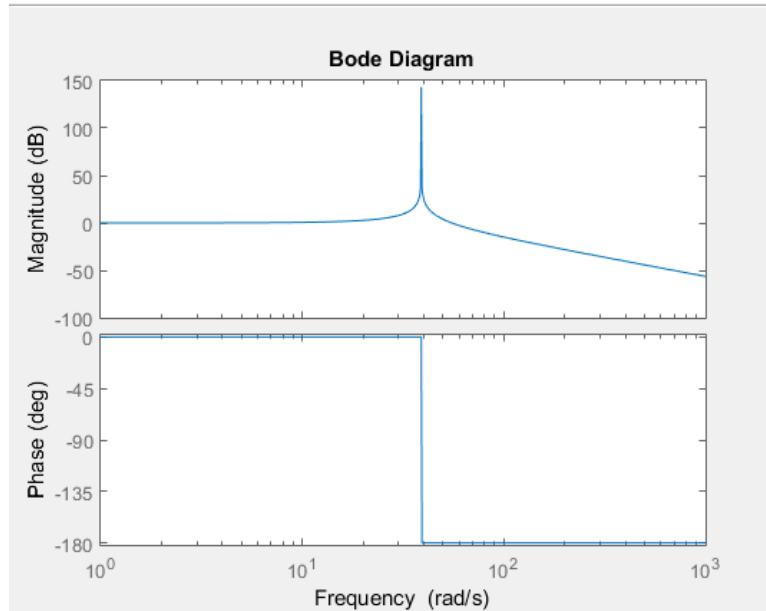
La función de transferencia del filtro implementado está dada en la siguiente expresión:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{LCs^2 + 1} = \frac{1}{6.6 * 10^{-4}s^2 + 1} \quad (50)$$

La frecuencia de corte se tomó 20 veces menor a la frecuencia de oscilación de salida del rectificador, los cálculos se aprecian en las ecuaciones (49), y el desempeño se aprecia en las graficas siguientes.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(200mH * 3300uF)}} = 6.2 \text{ Hz} \quad (51)$$

El desempeño del filtro desarrollado en terminos de frecuencia se observa en la gráfica siguiente.



**Figura 21. Respuesta en frecuencia del filtro de entrada al control de alimentación DC.**

Se calcula el porcentaje de rizo de la señal de tensión obtenida de la fuente de tensión no controlada.

Se calcula la tensión aplicada a la salida del filtro, es decir, aplicada a la resistencia limitadora en serie con la impedancia de carga. Se toma como base la característica más exigente, con la resistencia menor es decir 10 Ohm.

Teniendo en cuenta que para un voltaje rectificado de onda completa el valor de corriente directa es igual a 0,639\*Voltaje pico del valor rectificado. Entonces se tiene:

$$\begin{aligned} V_{cd} &= 0,639 * (V_{pico} - V_{caida \text{ de tensión en puente rectificador}}) \\ &= 0,639 * (28 * 1,4142 - 1,6V) = 38 \text{ V} \\ V_{cdsalida} &= \frac{(R_{limitadora} + R_{carga})}{XL + (R_{limitadora} + R_{carga})} * V_{cd} = \\ &= \frac{10 \text{ Ohm}}{0,5 \text{ Ohm} + (10 \text{ Ohm})} * V_{cd} = 0,9523 * 38V = 36V_{cd} \end{aligned} \quad (52)$$

Para calcular el valor de rizado, se tiene en cuenta la impedancia de cada uno de los componentes del filtro.



Para el condensador:

$$X_c = \frac{1}{2 * \pi * f * C} = \frac{1}{2 * \pi * (120 \text{ Hz}) * C(F)} = \frac{0.001326}{C(F)} = \frac{0.001326}{3300 * 10^{-6} F} = 0.4018 \text{ ohm}$$
(53)

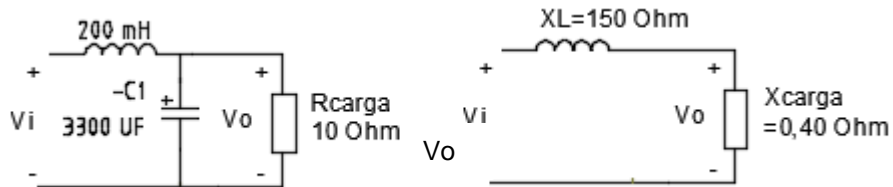
Impedancia equivalente en paralelo con la resistencia de carga

$$X_{carga} = \frac{(R_{carga}) * X_c}{(R_{carga}) + X_c} = \frac{(10 \text{ Ohm}) * 0.4018 \text{ Ohm}}{(10 \text{ Ohm}) + 0.4018 \text{ Ohm}} = 0.4 \text{ ohm}$$

Para la inductancia:

$$X_L = 2 * \pi * f * L = 2 * \pi * 120 \text{ Hz} * 200 \text{ mH} = 150.79 \text{ Ohm}$$
(54)

Para determinar el voltaje de rizado en el punto de carga se calcula el divisor de tensión de acuerdo



**Figura 22. Circuito Esquemático para cálculo de rizo en onda DC.**

Para conocer el voltaje de rizado en terminales del condensador, se calcula el divisor de tensión entre la inductancia y la impedancia equivalente teniendo en cuenta la magnitud de la componente alterna VB.

$$V_B = 0.707 * V_{pico} = 0.707 * 38V = 26.86$$
(55)

Y el voltaje alterno de salida es:

$$V_o = \frac{(X_A)}{(X_L + R_A)} * V_i = \frac{(0.40 \text{ Ohm})}{(150.79 + 0.40 \text{ Ohm})} * 26.86 V = 0.071 V$$
(56)

Por lo tanto

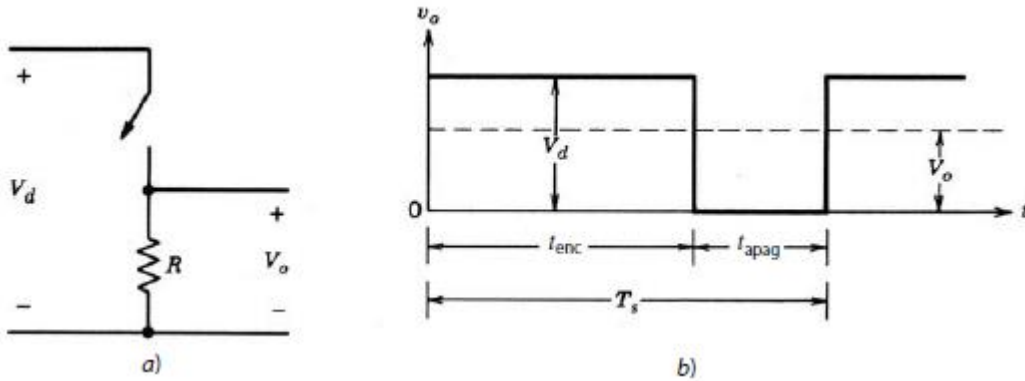
$$\text{Rizado} = \frac{V_{\text{rizado}}}{V_{\text{cd}}} * 100 = \frac{0.071}{36} * 100\% = 0.19\% \quad (57)$$

### 3.2.1.3 Etapa control fuente DC/DC (Conversor Buck)

El convertidor DC/DC reductor controlado se obtiene se construye a partir de la fuente DC no controlada mencionada en el aparte anterior. La variación en la señal de corriente continua se crea a partir de la modulación por ancho de pulso (PWM). El voltaje medio de salida se controla mediante los tiempos de conducción y no conducción (tiempo de encendido y tiempo de apagado) del elemento de conmutación implementado conservando el periodo de conmutación.

La teoría de operación del PMW se describe en detalle en [8]. El control por ancho de pulso (PWM), se define una frecuencia fija de conmutación, y por lo tanto se define un tiempo constante  $T_s$  de operación. El periodo de trabajo se ajusta la duración de encendido del interruptor a controlar. La proporción de la duración del encendido del interruptor se conoce como relación de trabajo  $D$ .

$$\text{Relacion de trabajo } D = \frac{\text{Tiempo encendido}}{\text{Periodo } T_s} = \frac{V_{\text{control}}}{V_{st}}$$

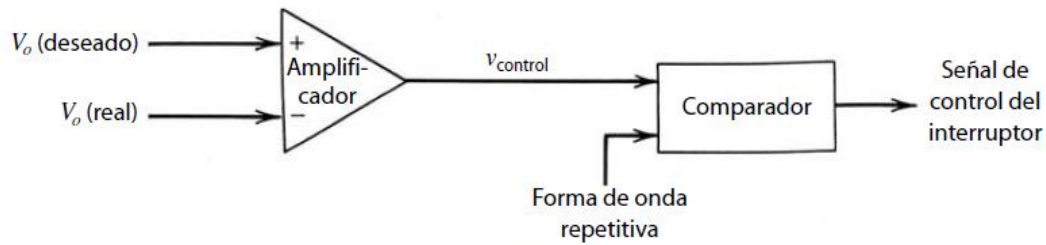


**Figura 23. Principio para el control a partir de la modulación por ancho de pulso.**

El convertidor se diseña para conducción de corriente continua.

Si tenemos el voltaje de entrada  $V_d$  y una carga puramente resistiva, la forma de onda del voltaje de salida instantáneo conmuta desde el valor de  $V_d$  a cero dentro del periodo establecido. El voltaje medio de salida se calcula en términos de la relación de trabajo del interruptor.

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_o(t) dt = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{T_{\text{encendido}}} V_d(t) dt + \int_{T_{\text{encendido}}}^{T_s} 0 dt \right) = \frac{T_{\text{encendido}}}{T_s} * V_d \\ &= D * V_d \\ V_o &= \frac{V_d}{V_{Ts}} * V_{\text{control}} = k * V_{\text{control}} \end{aligned} \quad (58)$$



**Figura 24. Esquema de control para el módulo de corriente directa de magnitud variable.**  
[7]

El circuito implementado ha sido desarrollado para soportar una tensión variable entre 0 y 30V DC con una impedancia mínima de 10 Ohm.

El convertidor reductor DC-DC (Buck) diseñado se compone de un transistor IGBT referencia IRG4PC50U, el cual presenta un voltaje de ruptura  $V_{ces} = 600V$ , Un voltaje de conducción  $V_{ce(ON)} = 1.65V$ , y soporta una corriente de conducción constante de 27 A. con un voltaje Puerta – emisor máximo  $V_{GE} = 12V$ .

La frecuencia de conmutación del IGBT se ha fijado en 31 kHz. Según la hoja técnica del IGBT la frecuencia indicada de trabajo se ubica en un rango entre 8 y 40 kHz para conmutación forzada de potencia.

La señal de control del PWM es generada por un sistema de desarrollo ARDUINO MEGA 2650. El cual genera la señal rectangular en un rango de 0-5 VDC, y posteriormente es acondicionada por medio de un opto acoplador 6N137, el cual se acopla a la compuerta del IGBT por un arreglo de transistores pole tótem, el cual agiliza la conmutación en el ciclo de apagado.

La Figura 25. Diagrama esquemático de módulo IGBT. Ilustra el módulo de conmutación. Este módulo ha sido desarrollado para cada IGBT.

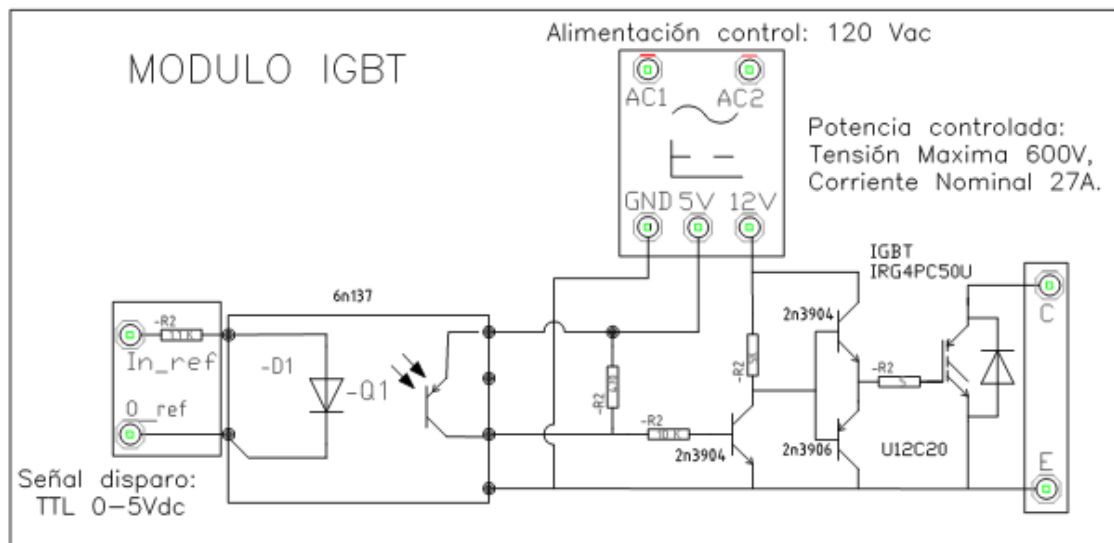


Figura 25. Diagrama esquemático de módulo IGBT.

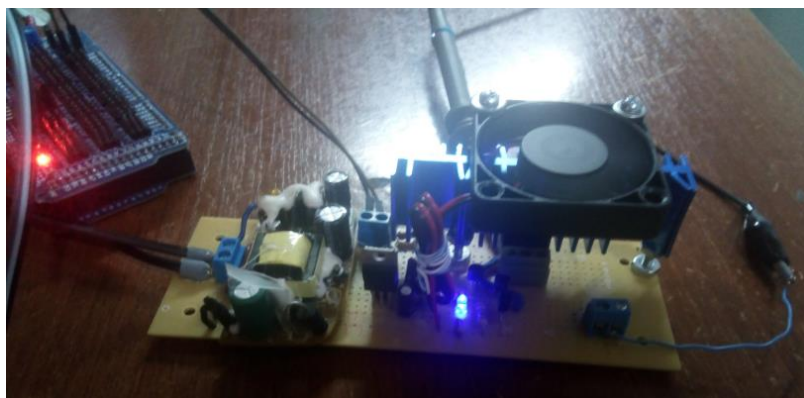


Figura 26. Módulo IGBT implementado.



Figura 27. Señal de excitación del driver del IGBT a 31 kHz.

Para proteger el transistor de potencia de picos inversos de corriente generador en el momento de la conmutación se han incluido un diodo de conmutación rápida (U12C20) en anti paralelo que proporcione un camino de fuga para la energía atrapada que pueda presentar picos inversos destructivos.

Para obtener una señal de corriente directa se ha diseñado el filtro de salida del convertor DC/DC fuente incluido para la eliminación de las oscilaciones es el siguiente:

#### FILTRO PASABAJOS SALIDA FUENTE DC Controlada.

El filtro implementado es un LC pasa bajo, con  $L = 0.253 \text{ uH}$  ;  $C = 3300 \text{ uF}$  y frecuencia de corte  $174.2 \text{ Hz}$ , muy inferior a la frecuencia del conmutador. El desempeño del filtro se observa en la siguiente gráfica.

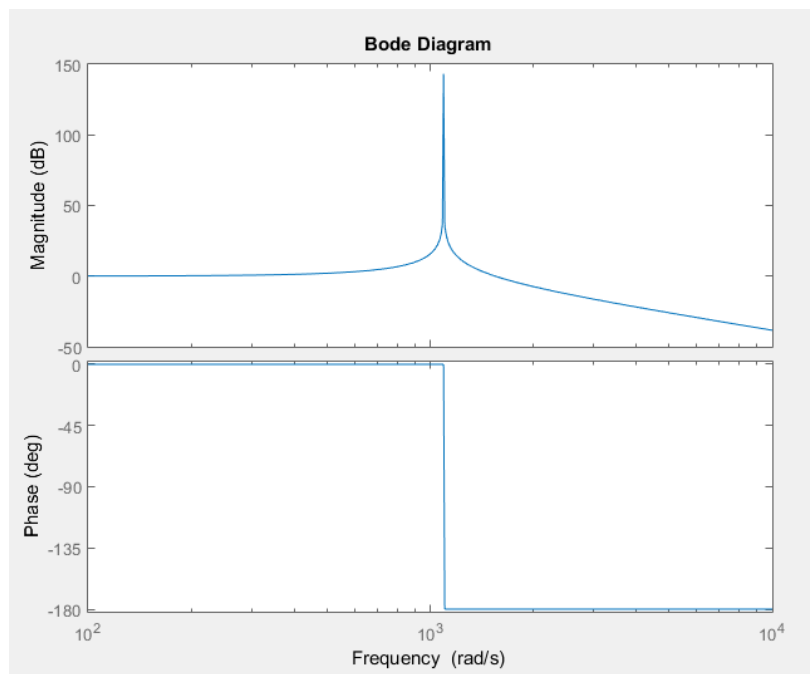


Figura 28. Respuesta del filtro a la salida de corriente directa.

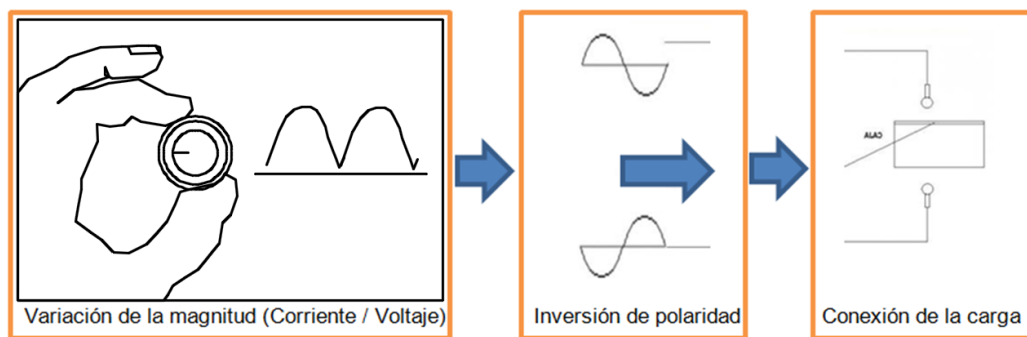
### 3.2.2 Generación de onda de frecuencia variable

La generación de las ondas de frecuencia variable en un rango tan extenso requiere de diversas técnicas para la obtención de las señales deseadas. En el diseño del prototipo se desarrolla un generador para ondas comprendidas entre  $0.001 \text{ Hz}$  hasta  $10 \text{ Hz}$ , y otro generador para señales con frecuencias desde  $15 \text{ Hz}$  hasta  $1 \text{ kHz}$

### 3.2.3 Generador de Ondas de frecuencia variable desde 0.001Hz hasta 10 Hz

Las señales de frecuencias menores a 10 Hz presentan un tiempo extenso para cada ciclo de trabajo. Para generar la onda requerida teniendo en cuenta un tiempo considerable en cada ciclo se realizó la siguiente analogía:

Para generar la forma de onda senoidal de baja frecuencia se construye inicialmente un semiciclo positivo ( $0, \pi$ ) por medio de un conversor dc-dc tipo buck y posteriormente la señal modulada es pasada a través de un filtrado pasa bajo. Una vez se encuentra a la salida del filtrado la onda construida presenta una forma senoidal y se requiere la conmutación a través de un puente H para generar en los terminales de salida la señal senoidal negativa ( $\pi, 2\pi$ ).



**Figura 29. Principio de operación de oscilador de bajas frecuencias.**

Para generar la señal se varía la magnitud de la fuente de corriente directa por medio de modulación de ancho de pulso (PWM), siguiendo el patrón sinoidal para un semiciclo positivo. es decir  $i(t) = I_{max} \text{Sen}(wt)_0^\pi$ . Y posterior a la conmutación  $(t) = -I_{max} \text{Sen}(wt)_{\pi}^{2\pi}$

El tren de pulsos PWM y la conmutación del puente H es generado por un microcontrolador ARDUINO MEGA 2650, A la salida del conmutador se ubica un filtro pasa bajo. La frecuencia de conmutación es de 10 kHz.

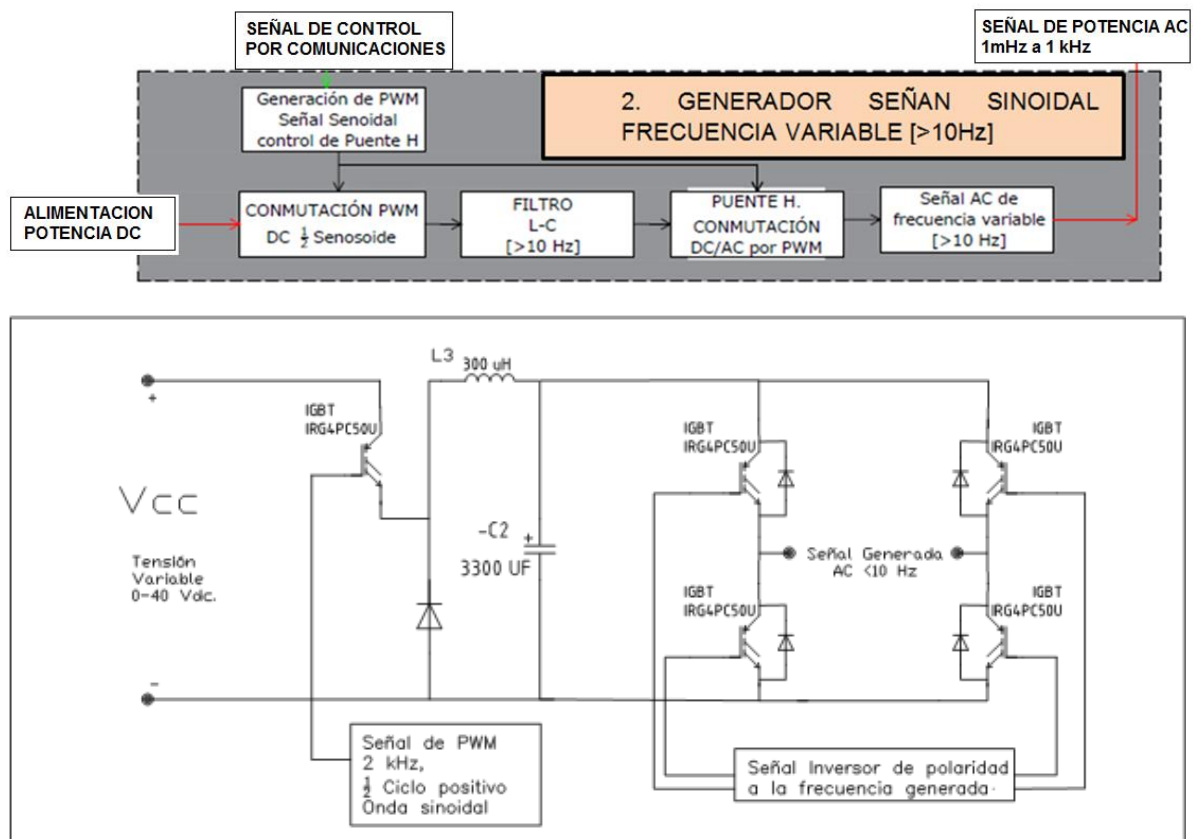


Figura 30. Diagrama de bloques de generador de ondas menores a 10 Hz.

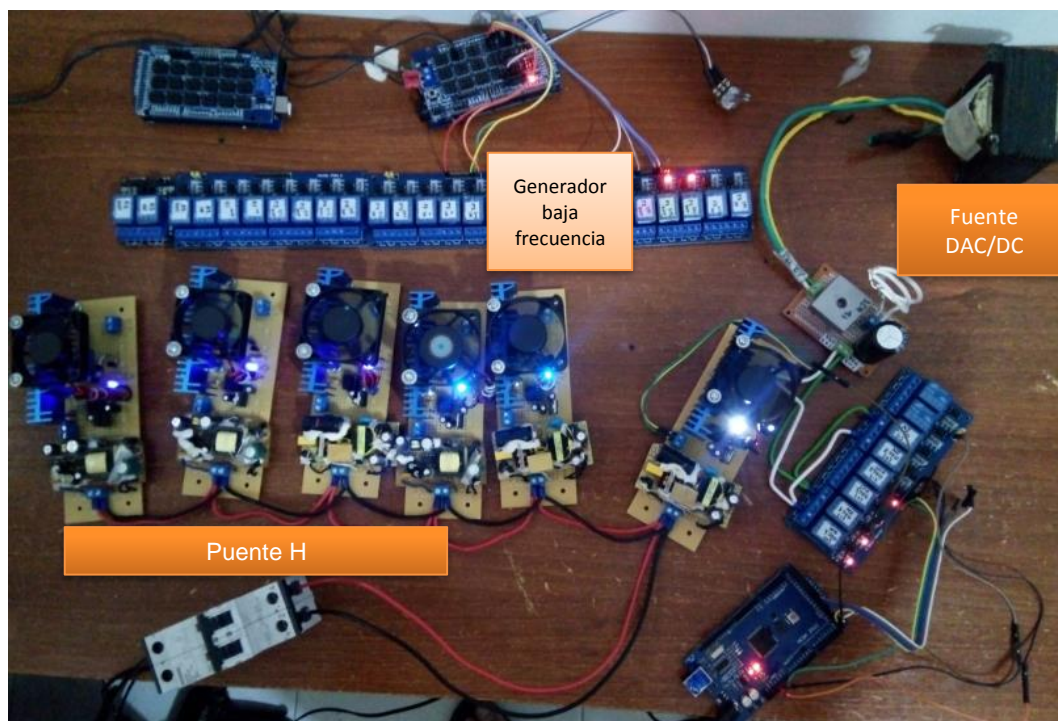


Figura 31. Alimentación de los 6 módulos IGBT desarrollados.



### 3.2.4 Generador de Ondas de frecuencia variable desde 20 Hz Hasta 1 KHz

La generación de la señal sinoidal con el rango de frecuencias desde 20 Hz, hasta 1 kHz es implementado con el esquema típico del inversor, el cual está compuesto por un puente H, el que es comandado por una señal proveniente de un microcontrolador ARDUINO MEGA 2650, donde su algoritmo genera la señal de modulación por ancho de pulso para activar en parejas el disparo de los conmutadores. La conmutación de la señal de potencia implementa el mismo circuito puente H de la configuración utilizada para bajas frecuencias.

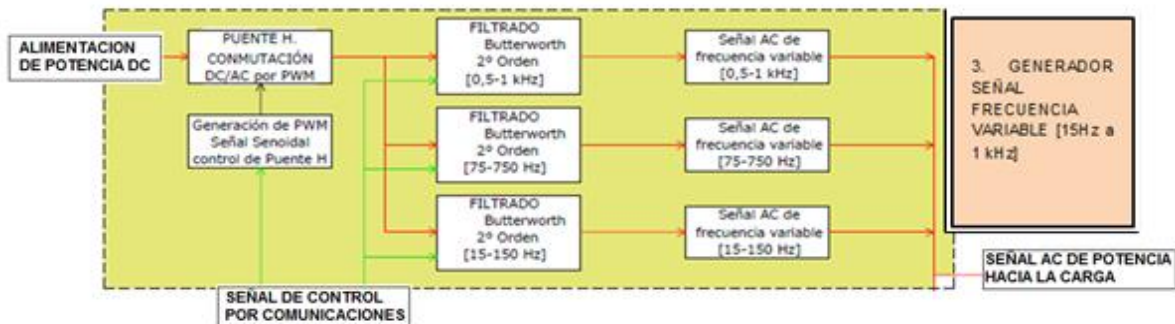


Figura 32. Diagrama de bloques de generador de ondas para frecuencia media y alta

De Acuerdo a la frecuencia deseada se selecciona el filtro indicado. Los filtros diseñados son Butterworth normalizados de 4 orden. En la siguiente grafica se observa el diagrama esquemático donde se puede observar la conmutación efectuada para la conexión de cada uno de los filtros. 1

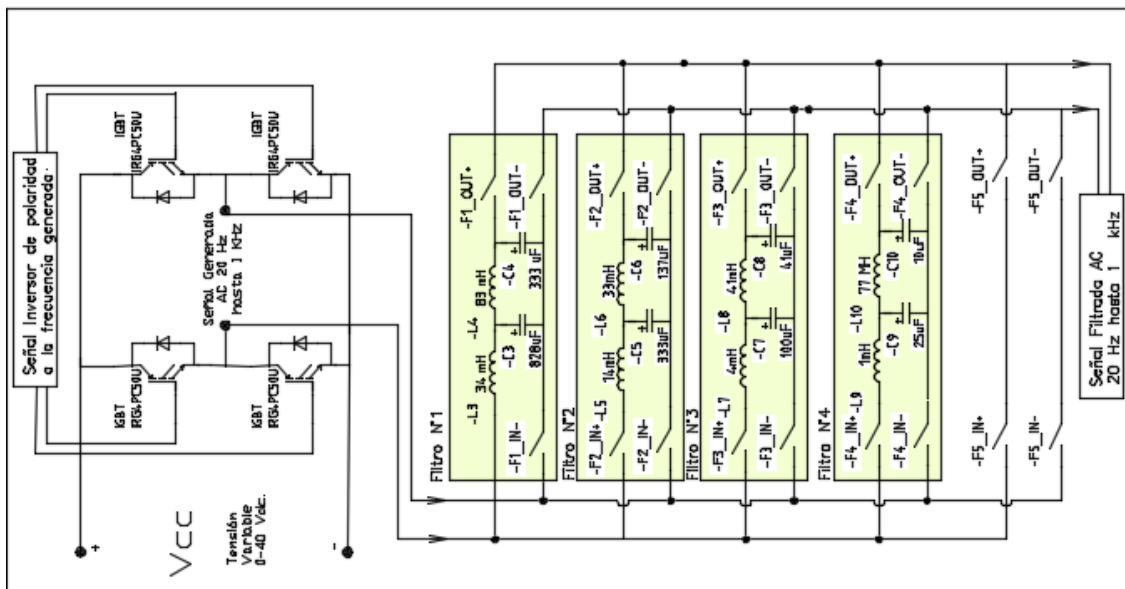
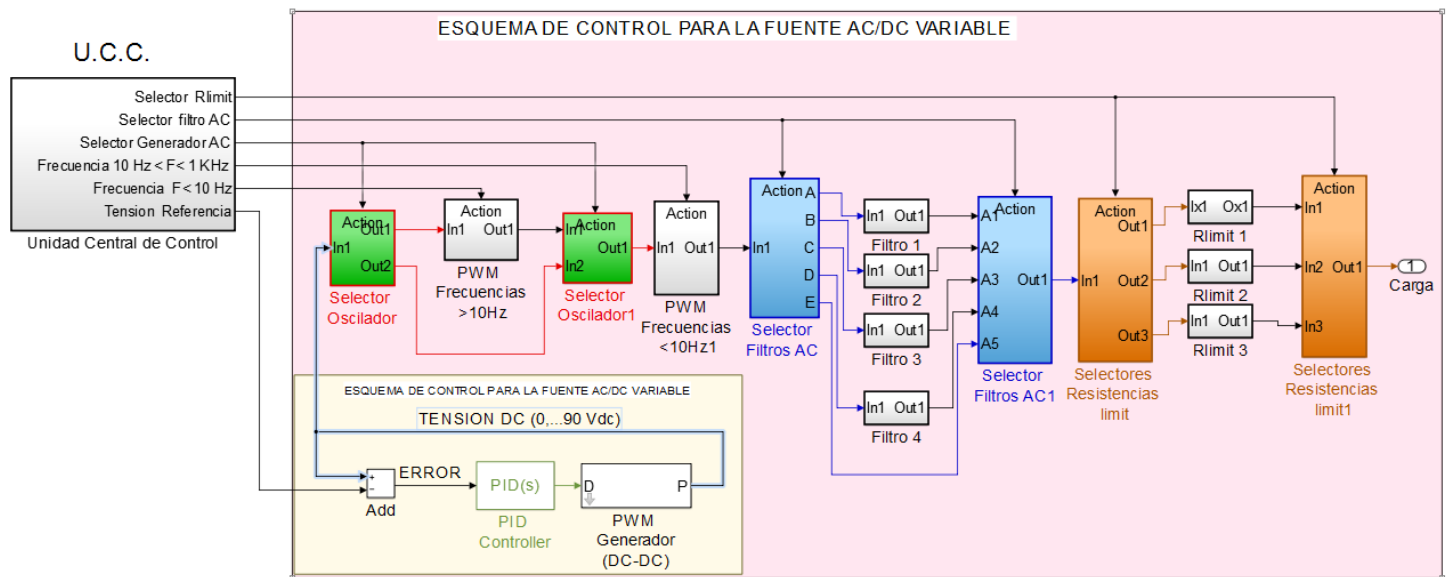


Figura 33. Diagrama esquemático de generador de frecuencia media y alta.



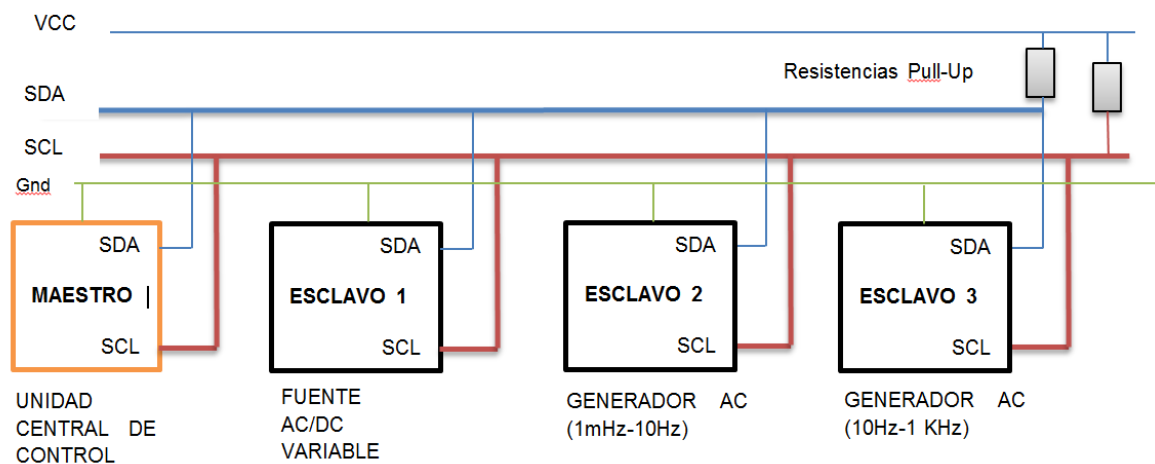
### 3.2.5 Unidad Central de Control de Fuente variable

La unidad central de control es la encargada de coordinar la operación de los módulos que componen la fuente variable. La figura 34 ilustra su operación.



**Figura 34. Esquema de control de la unidad central de control.**

La unidad central de control transmite a los respectivos módulos los datos a través del protocolo serial (I2C) Inter-Integrated circuit.



**Figura 35. Esquema de comunicación implementado.**

El Bus de comunicación I2C requiere de dos hilos para su comunicación, Un hilo para definir la señal de reloj (SCL) y el otro hilo para el intercambio de datos (SDA). A cada dispositivo se le asigna

una dirección única en la red construida. La configuración del protocolo es MEAESTRO- ESCLAVO, Es decir el dispositivo maestro, que en nuestro caso es el sistema Arduino de la Unidad central de control, inicia la comunicación con cada uno de los otros sistemas Arduino, y va indicando la tensión de referencia y la frecuencia que se debe generar en cada módulo.

Para hacer funcional la selección de los ajustes del módulo generador de señales de frecuencia variable se implementó una pantalla LCD TFT de 4,8", la cual se opera por medio de dos potenciómetros, uno para selección de frecuencias y otro para selección del nivel de voltaje a la salida de la fuente AC/DC Variable.

Para garantizar que la señal generada no es interrumpida durante la ejecución de una de las pruebas se adicionó un selector para confirmación de envío de nuevos ajustes a los microcontroladores esclavos.

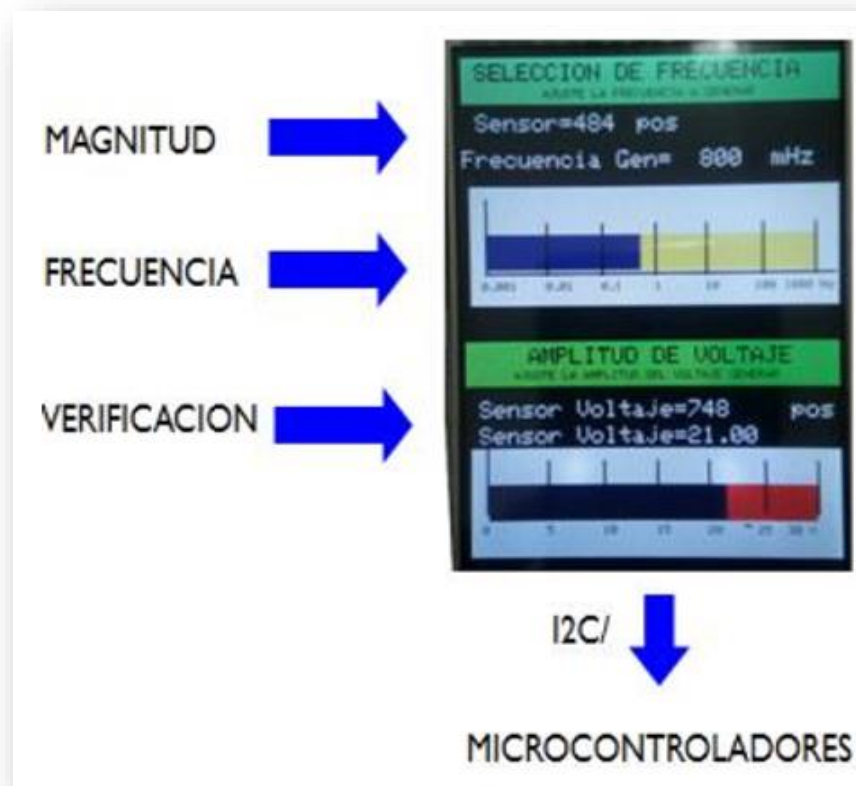


Figura 36. Pantalla TFT implementada.

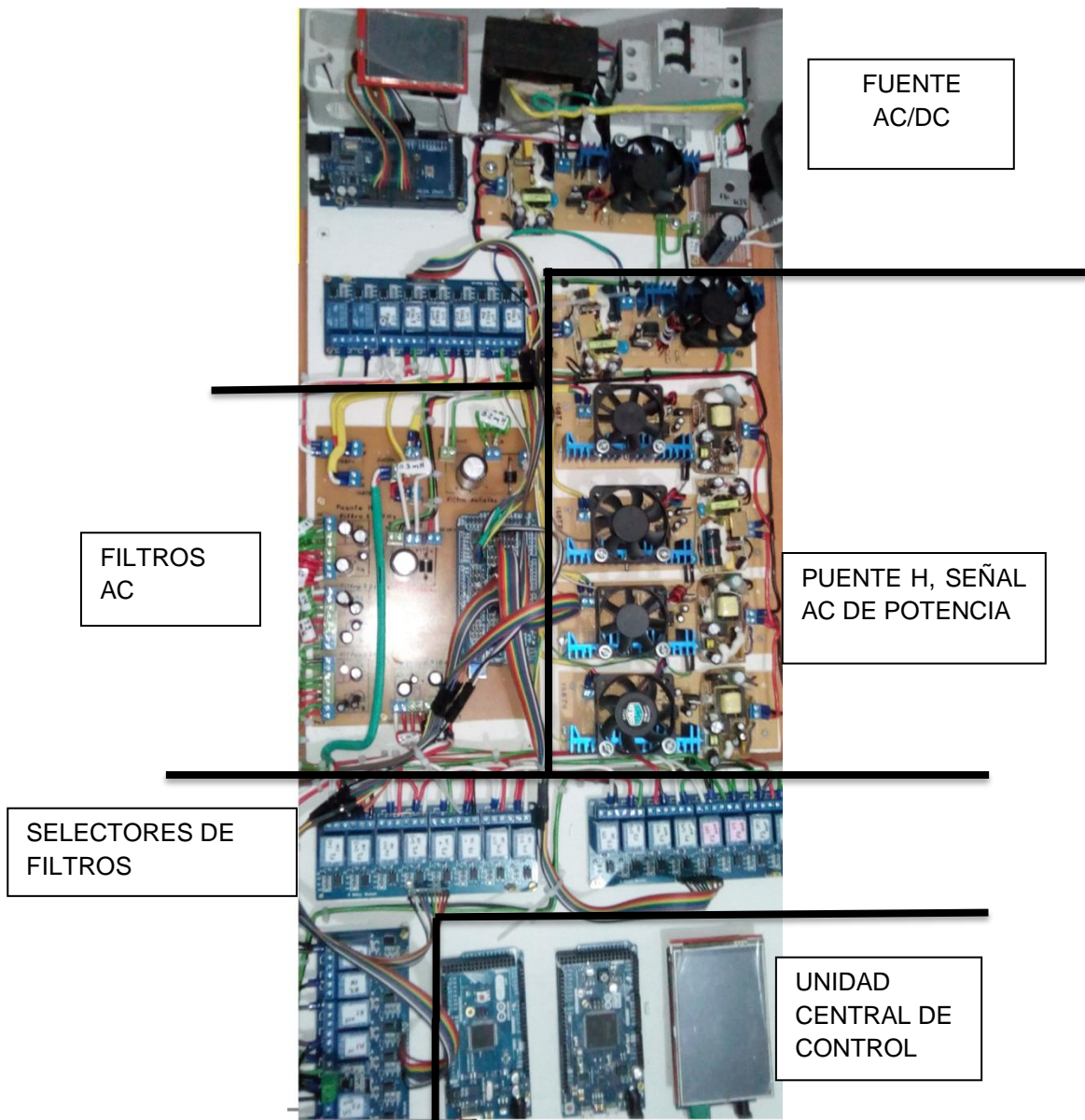


Figura 37. Módulo desarrollado

# Capítulo 4

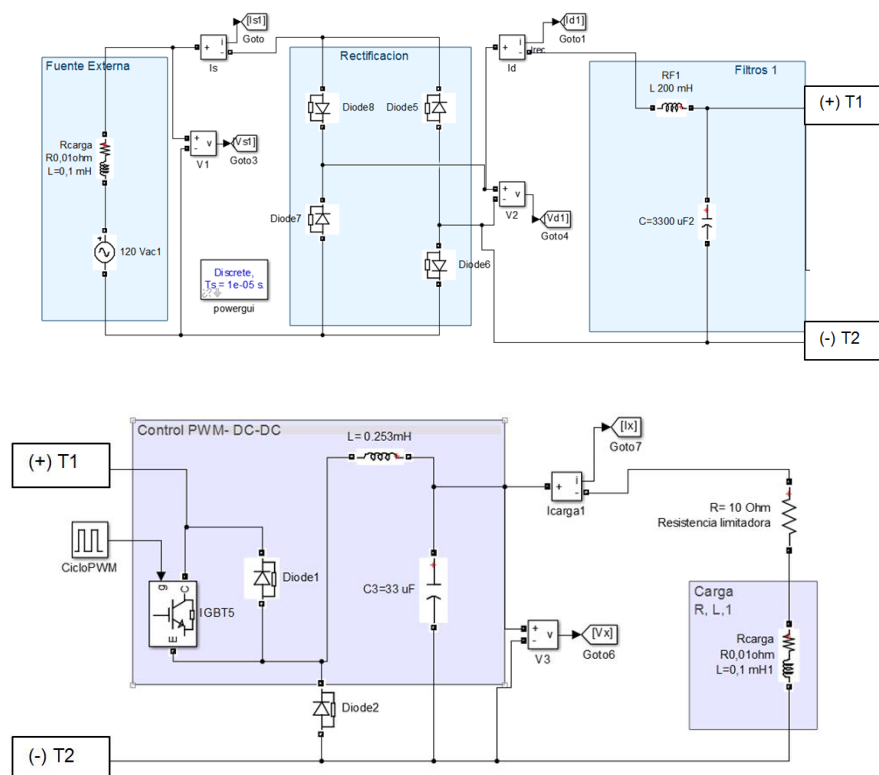
## 4.1 Simulaciones

Para garantizar la correcta operación de los diseños propuestos se requirió de la simulación de operación de cada uno de los componentes desarrollando rutinas específicas.

Las simulaciones efectuadas parten inicialmente comprobando la efectividad de la fuente AC/DC variable, posteriormente se prueba las rutinas para generación de ondas senoidales en cada uno de los rangos de magnitud y frecuencia deseados.

Las simulaciones fueron efectuadas haciendo uso de la herramienta Simulink del software Matlab.

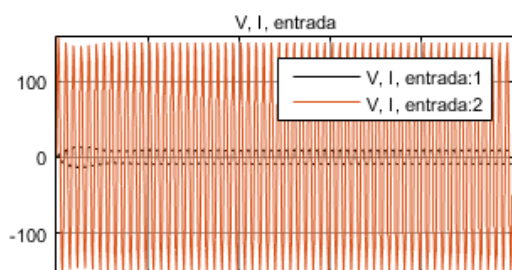
## 4.2 Simulaciones del convertor AC/DC Variable.



**Figura 38. Módulo convertor AC/DC Variable**

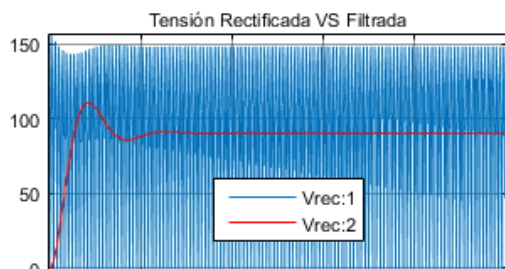
Como referencia de carga se tuvo en cuenta una impedancia de 10 Ohm a la salida del convertor. En la Figura 38. Se identifica cada una de las etapas.

## 4.2.1 Simulación de operación de Fuente AC/DC No controlada

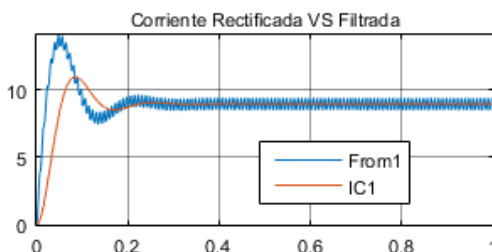


En la Figura 39.a. se observa el comportamiento de la fuente no controlada AC-DC. la señal de voltaje de línea, aproximadamente 155 V equivalente a 110Vrms.

$$*V_{pico} = \sqrt{2} * 110 = 155 \text{ V.}$$

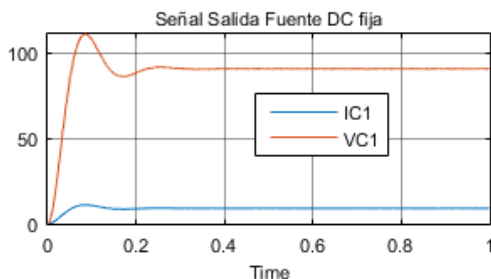


En la Figura 39.b. Se observa la tensión filtrada Vrec:2 resultante comparada con la tensión rectificada Vrec:1.



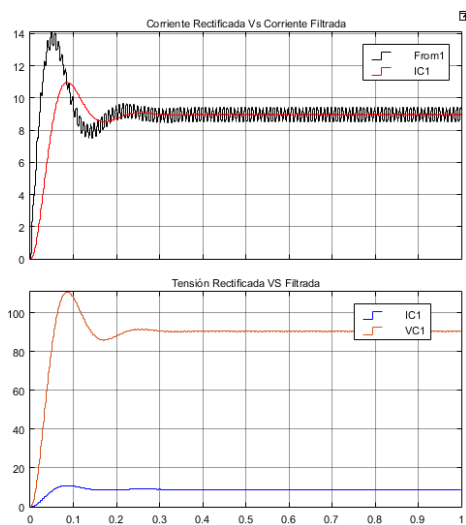
En la Figura 39.c. Se observa la corriente en la carga filtrada resultante IC1. comparada con la corriente del rectificador From1.

**Figura 39. Simulación Fuente AC/DC no controlada 1**



En la Figura 40.a. Se observa señales de voltaje VC1 y corriente IC1. aplicadas a la carga de 10 Ohm.

**Figura 40. Módulo conversor AC/DC Variable 2**



**Figura 41. Módulo conversor AC/DC Variable 3**

En la gráfica 1. Se observa la corriente en la carga filtrada resultante comparada con la corriente del rectificador.

El rizado ocasionado por los ciclos de carga del condensador ha desaparecido para la corriente de carga.

El pico de corriente máxima no supera la corriente que soporta el puente rectificador.

En la gráfica 2. Se observa las señales de voltaje y corriente aplicadas a la carga de 10 Ohm

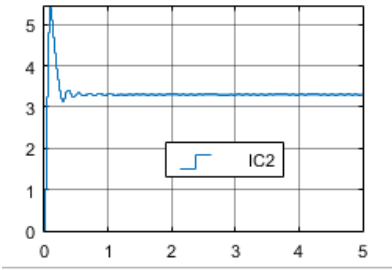
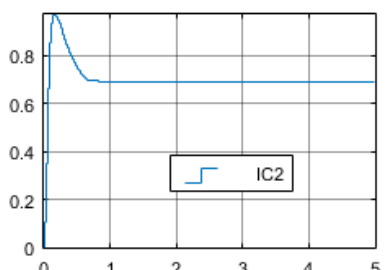
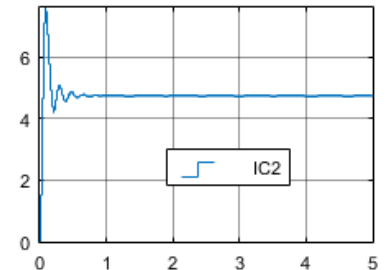
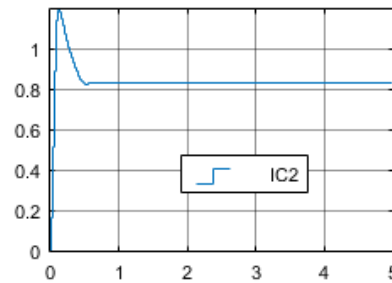
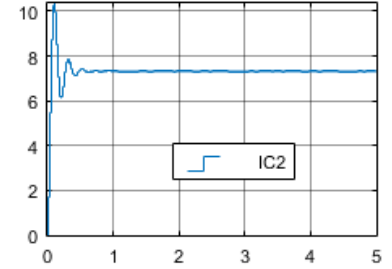
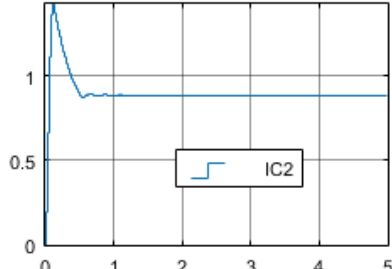
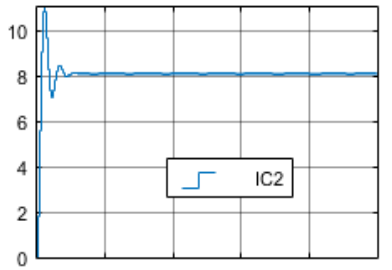
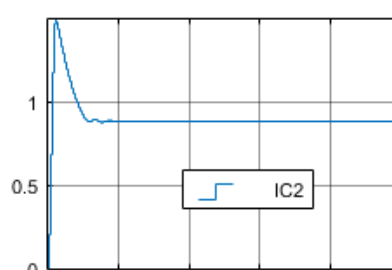
## 4.2.2 Fuente DC/DC controlada

Resultados para una carga de 10 ohm, con varios porcentajes de PWM.

Se observa una respuesta lineal entre el porcentaje del PWM generado en un rango de 10 al 99 %. Para valores menores de PWM no se obtiene una respuesta completamente lineal en la señal de tensión, ya que aparecen las pérdidas en los elementos que intervienen el circuito.

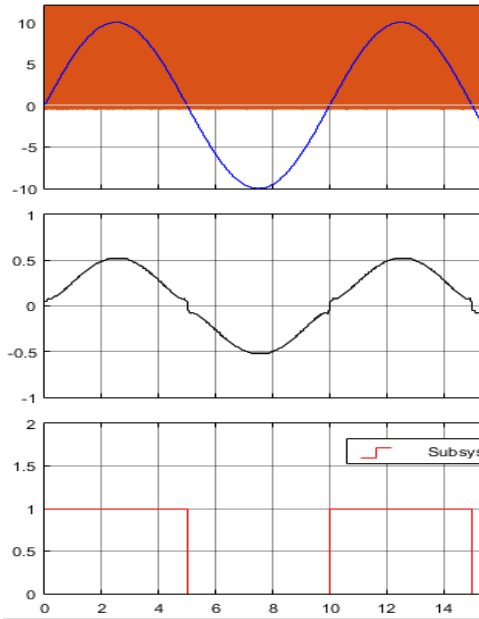
Para interpretar la gráfica se debe tener en cuenta que:

Tabla 2. Respuesta de fuente AC/DC variable controlada.

PORCENTAJE PWM APLICADO	Carga 10 OHM	Carga 100 OHM
PWM 25%		
PWM 50%		
PWM 75%		
PWM 90%		

\* La corriente IC2, es la corriente aplicada a la carga.

### 4.2.3 Fuente AC. Rango de frecuencias [0,001-10 Hz]

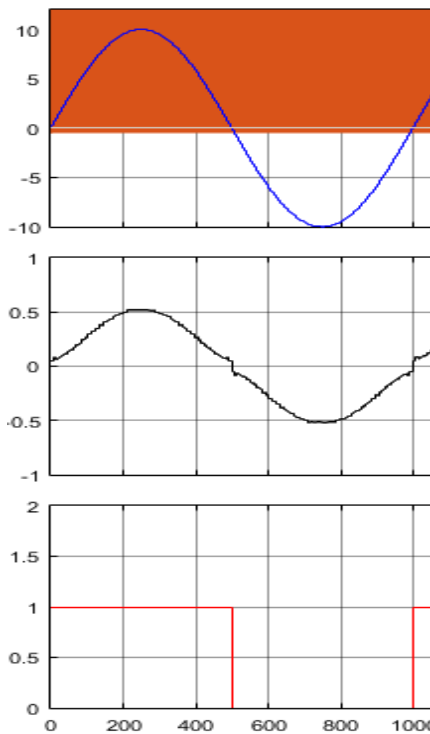


En la Figura 42.a. Se observa la señal de referencia junto con señal de conmutación generada. Por la cantidad de muestras se observa una franja continua de color naranja.

En la Figura 42.b se observa la señal de corriente generada. La frecuencia = 0,1 Hz, se observa e periodo de 10 segundos.

En la Figura 42.c Se observa la señal de conmutación para el ciclo positivo y negativo del puente H. que conecta a la resistencia limitadora en serie con la carga.

**Figura 42. Generación señal AC baja frecuencia 1**

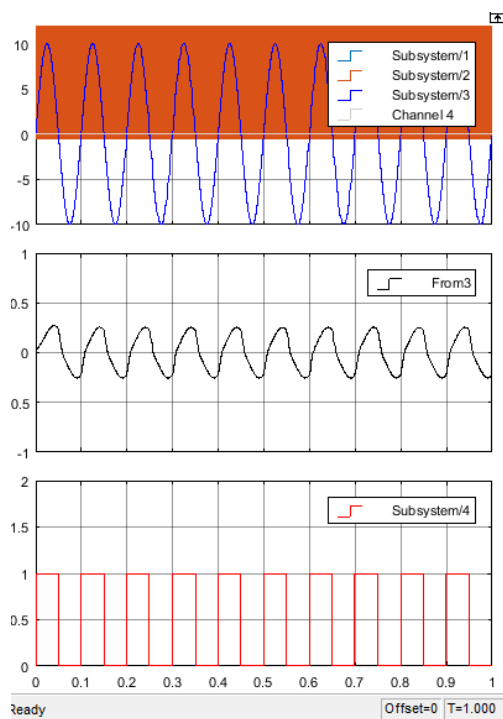


Se Observa figura 43.a señal senoidal de referencia generada con la frecuencia mínima requerida. 0,001 Hz.

En la figura 42.b se observa la señal generad. Esta señal se ha generado a partir de una señal DC. periodo  $T=1000$  s, lo que equivale a una señal de 0,001 Hz.

**Figura 43. Generación señal AC baja frecuencia 2**

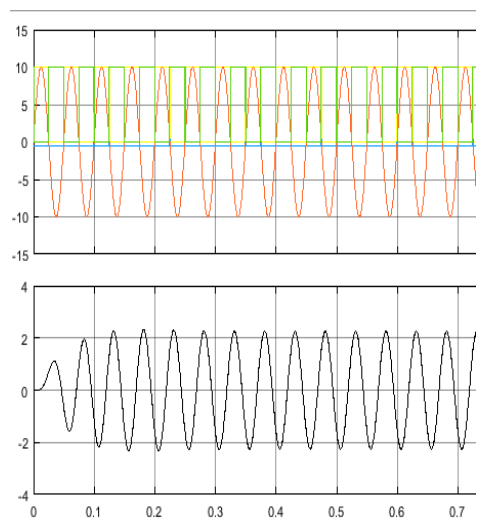




En la figura 44.a se observa la señal de referencia con una frecuencia de 10 Hz.

En la figura 44.b Se presenta la corriente a través de la carga. La señal de conmutación continúa con una frecuencia de 2 kHz.

**Figura 44. Generación señal AC baja frecuencia 3**

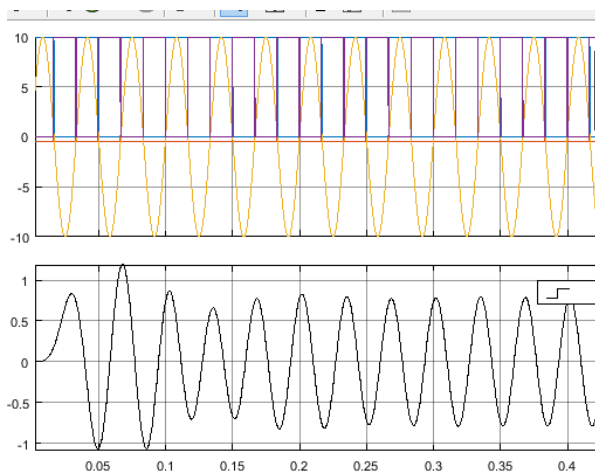


En la figura 45.a se observa la señal de referencia con una frecuencia de 30 Hz.

En la figura 45.b. se observa la corriente generada a través de la carga en 30 Hz sin presentar distorsión.

**Figura 45. Generación señal AC 30 Hz**

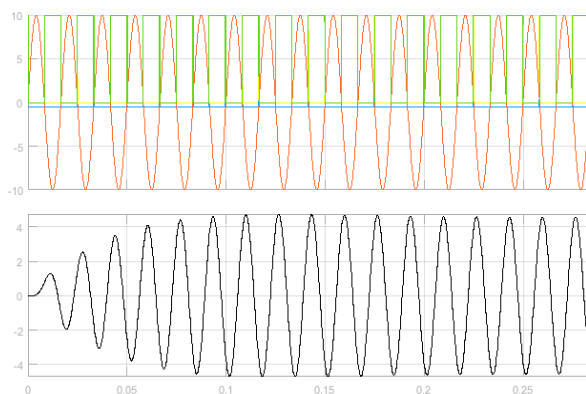
## 4.2.4 Fuente AC. Rango de frecuencias [15Hz-40 Hz]



En la figura 46.a Se observa la señal de referencia a 20 Hz

En la figura 46.b se observa la señal de corriente generada que circula a través de la carga.

**Figura 46. Generación señal AC 20 Hz**



Señal generada a 30 Hz. Para señales mayores es necesario variar el filtro, ya que se atenúa la señal.

**Figura 47. Generación señal AC 30 Hz**

## 4.2.5 Fuente AC. Rango de frecuencias [100Hz \_ 400 Hz]

Señal generada a 400 Hz

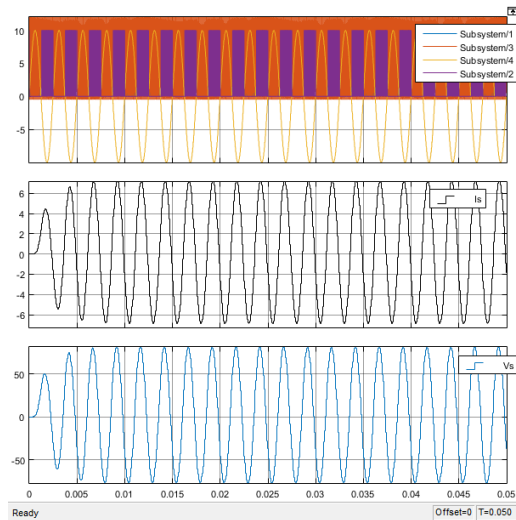


Figura 48. Generación señal AC 400 Hz

Señal generada a 100 Hz

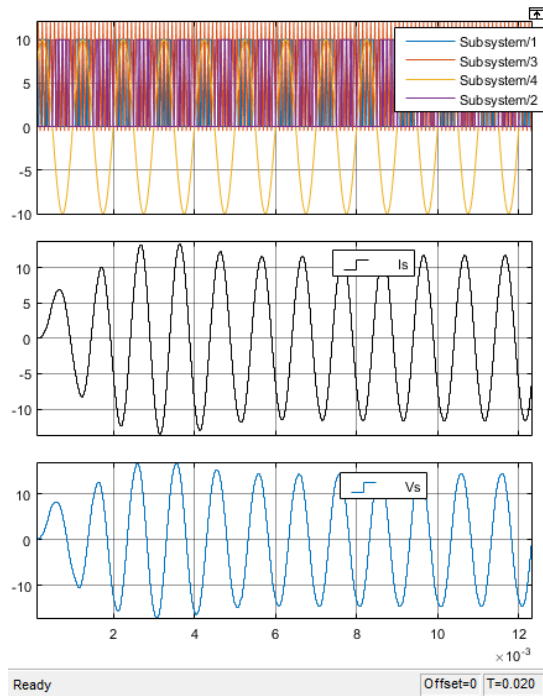
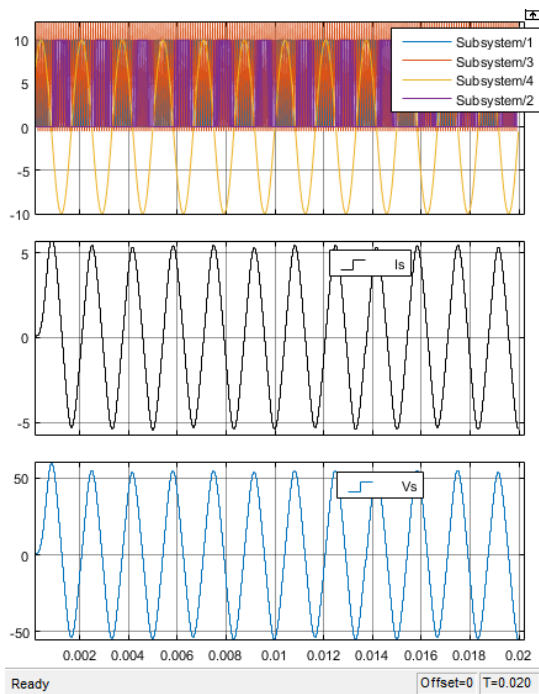


Figura 49. Generación señal AC 100 Hz

#### 4.2.6 Fuente AC. Rango de frecuencia [500Hz\_1000Hz]



Señal generada a 600 Hz. Con una impedancia de carga de 10 Ohm

**Figura 50. Generación señal AC 600 Hz**

De las simulaciones efectuadas se identifica la correcta selección de los filtros construyendo una onda senoidal con una frecuencia fundamental variable según la selección efectuada.

# Capítulo 5

## 5.1 Pruebas de laboratorio

Para la comprobación del módulo de generación de ondas senoidal de frecuencia variable se utilizó una máquina síncrona del laboratorio con las siguientes especificaciones nominales encontradas en la hoja de datos del fabricante:

**Tabla 3. Datos nominales del generador en prueba.**

ESPECIFICACIONES	GENERADOR.
VOLTAJE ESTATOR	120/208, 60 Hz, 3 Fases
VOLTAJE ROTOR	120 Vdc
POTENCIA	120 VA
VELOCIDAD SINCRONA	1800 rpm
CORRIENTE DE SALIDA	0.33 A



**Figura 51. Máquina síncrona utilizada para la prueba.**

### 5.1.1 Operación del módulo desarrollado

Para la ejecución de las pruebas de barrido en frecuencia para el generador síncrono se aplicaron los siguientes pasos:

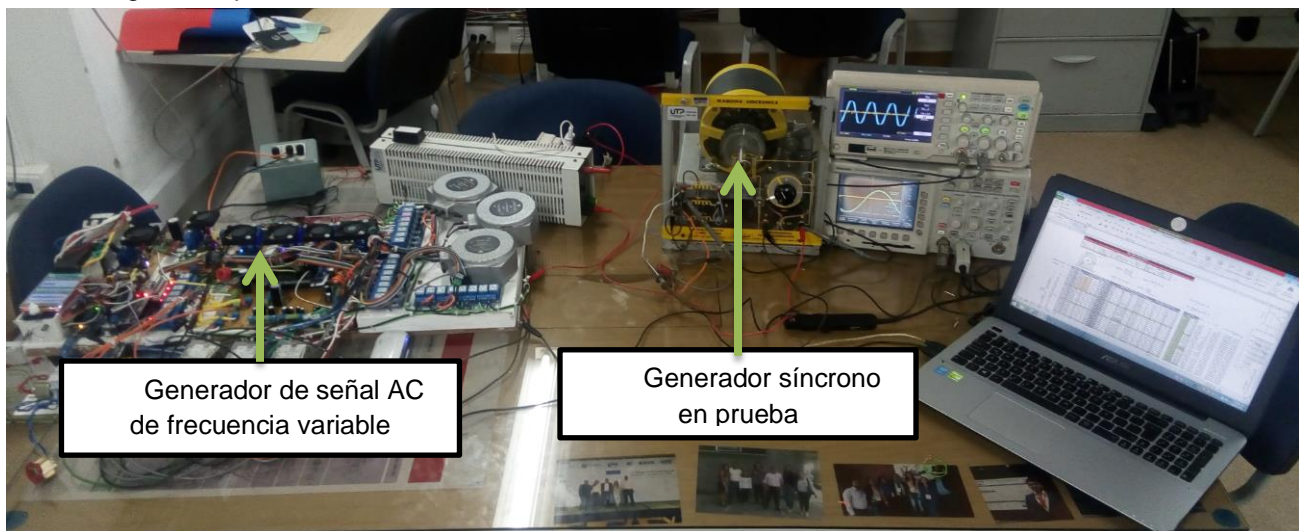


Figura 52. Conexión de los equipos en prueba.

### 5.1.2 Localización del rotor en eje directo

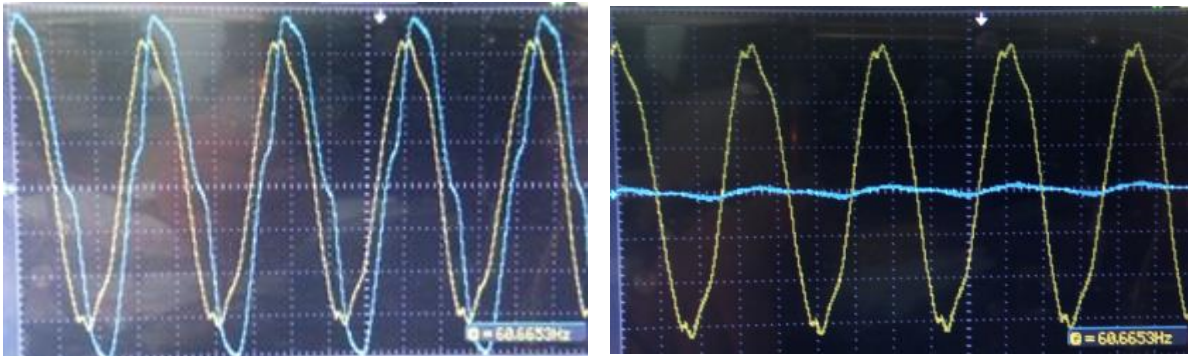
Alimentando el estator con una señal aproximada de 60 Hz, se ubica el osciloscopio en el devanado de campo en circuito abierto, se gira el rotor hasta identificar un voltaje inducido aproximado de cero voltios.



Figura 53. Identificación de posición de eje directo.

Conexión del estator a 60 Hz, 30 volts en serie con una carga incandescente para limitar una posible sobre corriente,

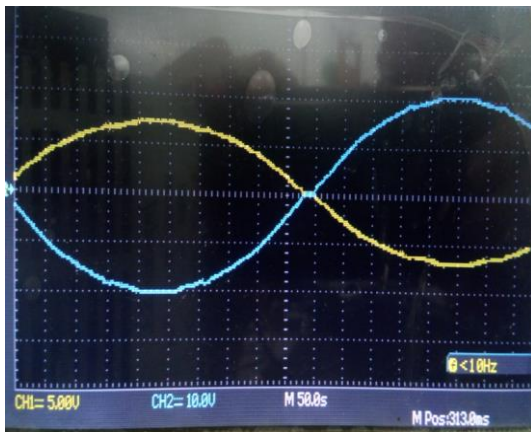




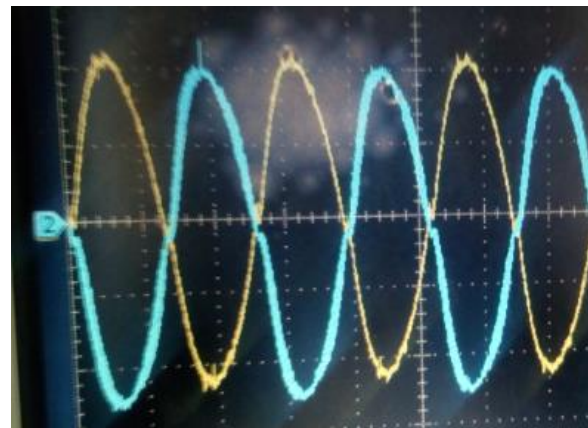
**Figura 54. Máximo y mínimo voltaje inducido en devanado de campo**

La Máxima Inducción presente en el rotor de 2 Voltios al alimentar el estator con 30 Vpp a 60 Hz con devanado de campo en circuito abierto y la mínima es aproximadamente cero

Las figura 55.a y 55.b enseñan formas de ondas para varias frecuencias generadas con las cuales se tomaron lecturas de voltaje en color amarillo y corriente en color azul.



a)



b)

**Figura 55.a) Señal con frecuencia 0,001 Hz. b) Señal con frecuencia 0.500 Hz**

### 5.1.3 Medición de Impedancia de eje directo $Z_d$

Para determinar la impedancia de eje directo se alinea el rotor en eje directo, se cortocircuita el devanado del campo y se toma lecturas de voltaje y corriente de armadura en cada una de las frecuencias generadas. La figura 56 ilustra la impedancia armadura en eje directo. Los datos se encuentran en el anexo 1. Tabla de resultados. N°1.

Los puntos de acceso proporcionan la impedancia vista desde la impedancia de armadura  $Z_{arm}(s)$  que corresponde al doble de la impedancia de eje directo  $Z_d(s)$ .

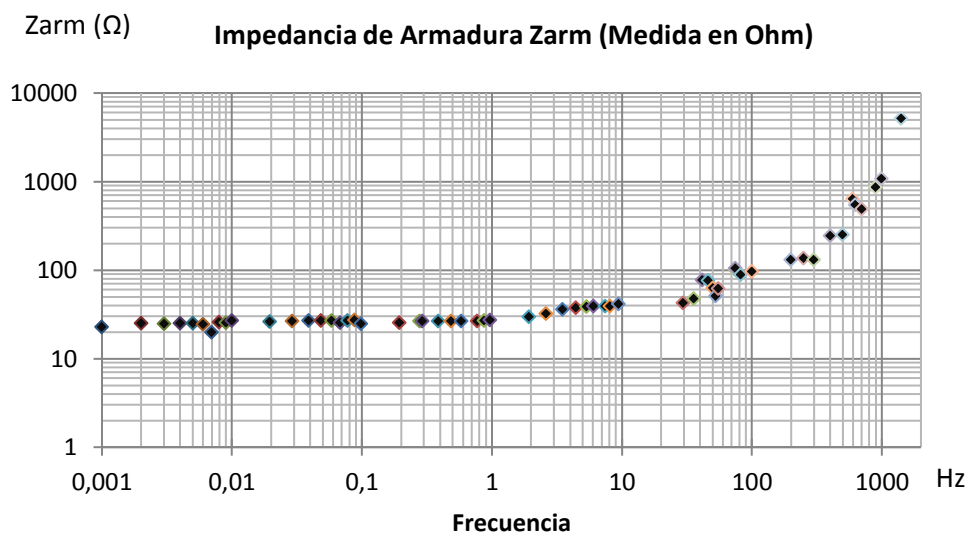


Figura 56. Magnitud de impedancia de armadura

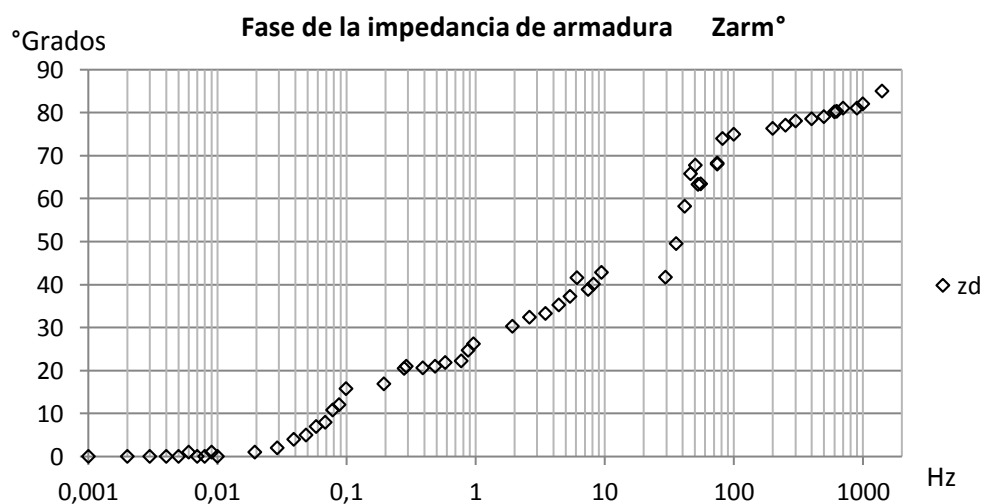
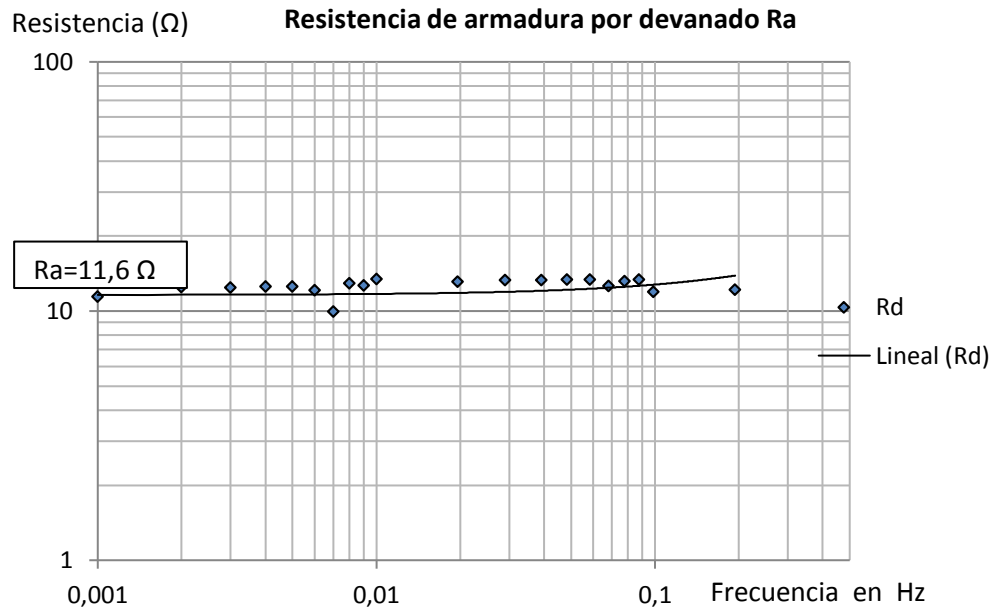


Figura 57. Fase de Impedancia de Armadura.



De la impedancia de armadura se obtiene la resistencia de armadura.: El valor de la resistencia de armadura se toma de la componente real de la impedancia de eje directo, extrapolada en la gráfica en el punto donde se cruza con el eje vertical (Frecuencia cero). Se tienen en cuenta los valores de frecuencia menores 0.1 Hz.

$$R_a = \frac{1}{2} \lim_{s \rightarrow 0} Z_{arm}(s) \quad (59)$$

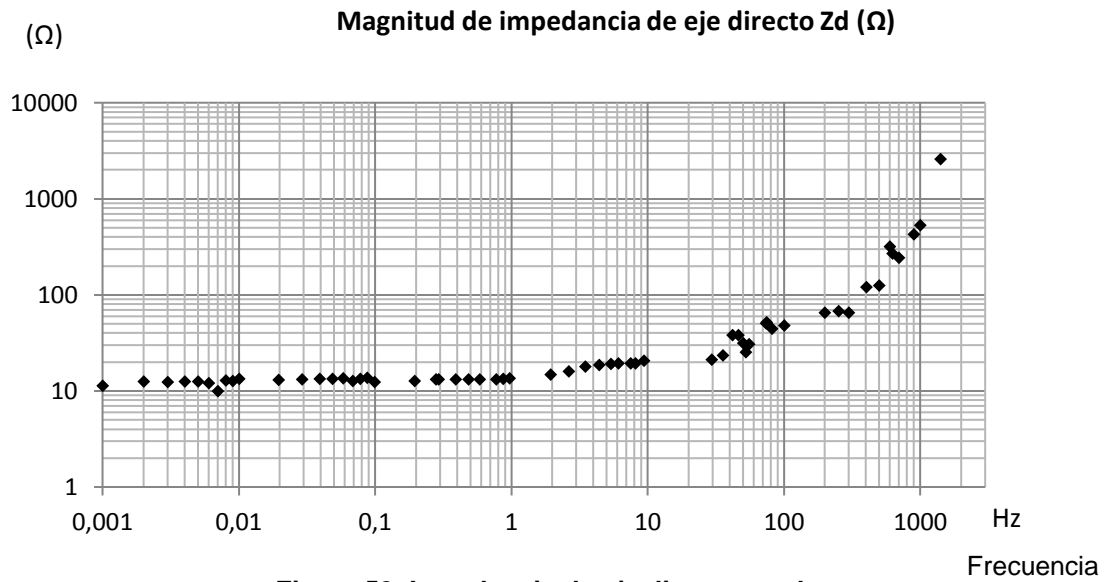


**Figura 58. Resistencia de Armadura.**

Para hallar la impedancia de eje directo se toma el equivalente a la mitad de la impedancia de eje de armadura.

$$Z_d(s) = \frac{1}{2} Z_{arm}(s) \quad (60)$$

De acuerdo a los valores de la tabla de resultados 1. Se tiene la gráfica de la impedancia de eje directo.



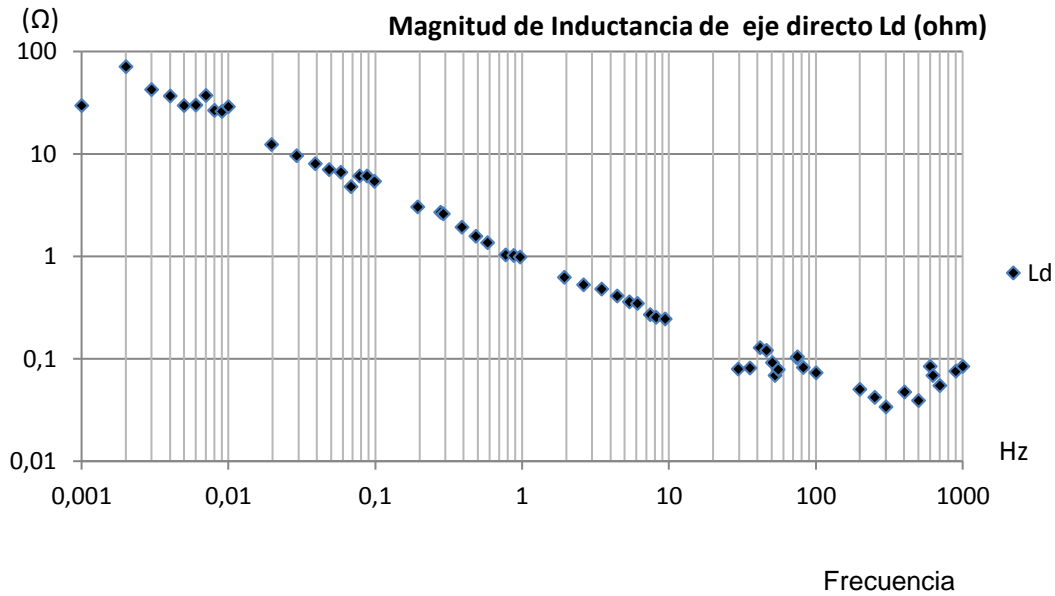
**Figura 59. Impedancia de eje directo en ohm**

La fase de la impedancia de eje directo es la misma de la impedancia de armadura. (Figura 57. Fase de Impedancia de Armadura.)

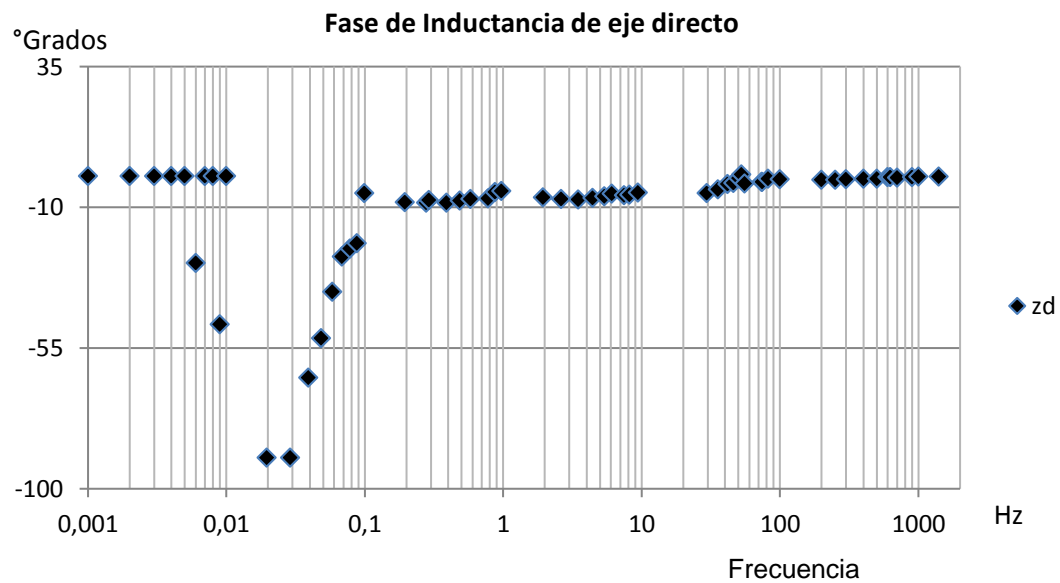
Como ya se conoce el valor de la resistencia  $R_a$ , se calcula la impedancia de eje directo despejando  $L_d(s)$  de la ecuación (60).

$$L_d(s) = \frac{Z_d(s) - R_a}{s}; \quad (61)$$

La tabla de resultados N° 2. Indica los valores calculados en ohmios y el el valor en por unidad de la inductancia de eje directo que se observa en las figuras siguientes.



**Figura 60. Magnitud de la inductancia de eje directo,**



**Figura 61. Fase de inductancia de eje directo.**

Para identificar el valor de las inductancias se toman [7] las siguientes referencias:

La inductancia síncrona se identifica para frecuencias menores a 20 mHz. La inductancia síncrona transitoria se toma para frecuencias entre 200 mHz y 2 Hz; y la inductancia subtransitoria se observa para frecuencias superiores a 10 Hz.

Sobre los anteriores rangos se calcula los promedios aritméticos, obteniendo los valores que se observan en la figura 62.

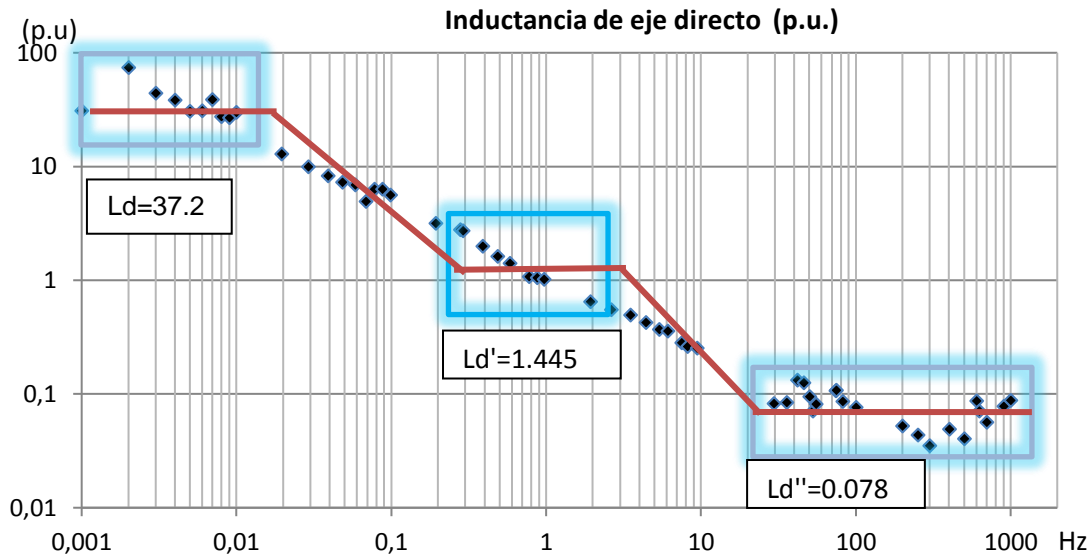


Figura 62. Inductancia de eje directo en el espectro de frecuencias.

### 5.1.4 Medición de la impedancia en eje de cuadratura

Para ubicar el eje en cuadratura, se inicia en la posición de eje directo descrita con anterioridad, y a partir de ese punto se da un giro al rotor de  $90^\circ$  eléctricos, que para este caso deben ser  $45^\circ$  mecánicos, ya que el generador es de 4 polos.

Siguiendo el mismo proceso anterior se llega a la impedancia en eje de cuadratura.

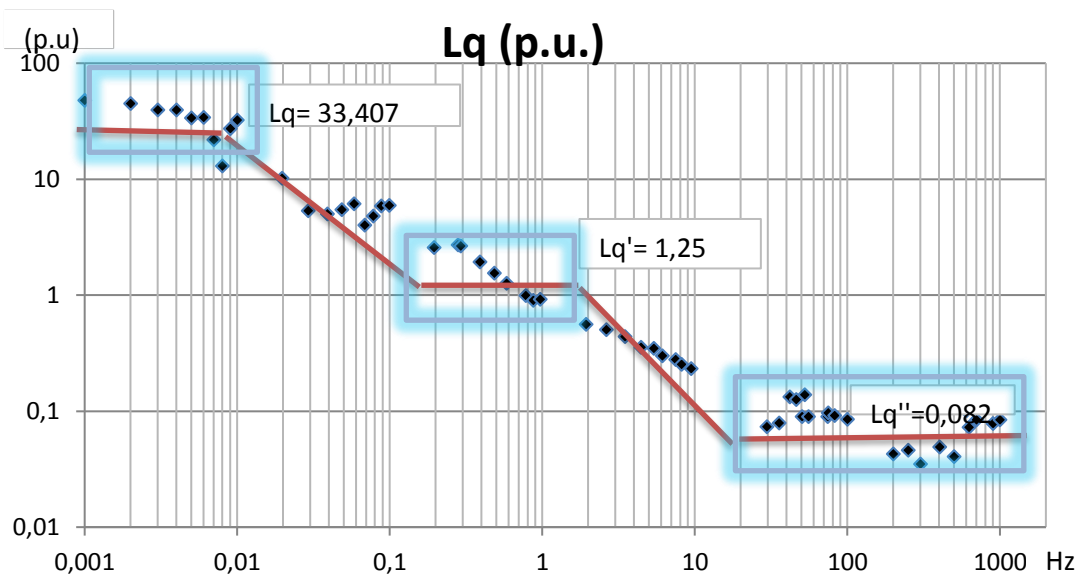


Figura 63. Inductancia de eje cuadratura en el espectro de frecuencias.

## 5.1.5 Comparación de resultados obtenidos

En la tabla 3 Se reúne el resumen de las medidas obtenidas.

Al agrupar las medidas de acuerdo a los rangos establecido en [5] se observa lo siguiente;

Se presenta un comportamiento plano en el espacio comprendido a frecuencias menores a 20 mHz, del cual se calculan por promedio aritmético la inductancia síncrona en eje directo y eje en cuadratura.

Se observa una pendiente mayor en el rango de 200 mHz hasta 2 Hz, es decir el rango en que se calcula la impedancia transitoria de eje directo y eje en cuadratura.

Se presenta un comportamiento plano en el espacio comprendido a frecuencias mayores a 20 Hz, del cual se calculan por promedio aritmético la inductancia síncrona sub transitoria en eje directo y eje en cuadratura de la máquina en prueba.

**Tabla 4. Comparación de resultados obtenidos**

Inductancia (p.u)	Frecuencia Referencia Hz	Parámetro	Valores por unidad	Datos del Fabricante	Error
37,29	0,01	Reactancia síncrona eje directo $X_d$ (p.u)	0,3729	0,35	6%
1,44	0,06	Reactancia transitoria de eje directo $X_d'$ (p.u)	0,0864	0,0875	1%
0,078	60	Reactancia sub-transitoria de eje directo $X_d''$ (p.u)	0,078	0,07	10%
33,4079	0,01	Reactancia síncrona en cuadratura $X_q$ (p.u)	0,334	0,34	2%
1,25	0,06	Reactancia transitoria de eje cuadratura $X_q'$ (p.u)	0,075	Desconocido	
0,088	60	Reactancia subtransitoria de eje cuadratura $X_q''$ (p.u)	0,078	0,07	10%

De las reactancias encontradas las de mayor exactitud fueron la reactancia transitoria de eje directo y en cuadratura.

Las medidas adquiridas y graficadas presentan un comportamiento acorde a lo esperado según las indicaciones en [7], [1], para las pruebas de SSFR.

# Capítulo 6

## 6.1 Conclusiones

Gracias al desarrollo implementado fue posible ejecutar las pruebas para obtención de parámetros a rotor bloqueado SSFR a la máquina síncrona disponible obteniendo los parámetros en eje directo y en cuadratura.

El desarrollo implementado presentó el comportamiento esperado generando las formas de onda de acuerdo a las rutinas de modulación por PWM incluidas en los microcontroladores Arduino Mega 2650.

El manejo de las librerías disponibles para la programación del microcontrolador Arduino brinda herramientas que facilitan la integración de este componente con los periféricos existente como la pantalla TFT incluida en el dispositivo desarrollado.

El protocolo de comunicación implementado (I2C), entre el microcontrolador Maestro y los Microcontroladores esclavos presentó un comportamiento estable durante la ejecución de las pruebas sin presentar pérdida de información durante el intercambio de datos.

El desarrollo de la tarjeta de acondicionamiento y conmutación de potencia en forma modular independiente para los transistores bipolares IGBT ofreció la posibilidad de minimizar el tiempo de desarrollo, y se estandarizaron los semiconductores de potencia incluidos en el proyecto.

La tarjeta de acondicionamiento y conmutación de potencia fue utilizada en el desarrollo a baja potencia, sin embargo, está diseñada para recibir una señal TTL (0-5V) y brindar conmutación de potencia con valores hasta de 600 V y 27 A. con una frecuencia máxima de 40 kHz.

Para la construcción de las ondas de frecuencia mayores a 10 Hz, se implementó una velocidad de conmutación de 31 kHz, lo cual se logró al modificar los divisores de frecuencia incluidos en el control del PWM interno en el Arduino MEGA 2650.

La generación de ondas de baja frecuencia requirió del ingenio propio y de la combinación de varias configuraciones de electrónica de potencia como son el convertidor dc-dc tipo buck, adicionado al puente H, con el objeto de suprimir las dificultades presentadas en el filtrado de señales al intentar construir la onda senoidal en forma convencional cuando se utiliza un inversor basado en un puente H.

Gracias a las pruebas de laboratorio efectuadas se ajustó el valor de las inductancias incluidas en las etapas de filtrado para obtener una forma de onda ajustada a los requerimientos.

## 6.2 Trabajo futuros

La metodología desarrollada permite conocer el modelo del generador a partir del barrido en frecuencia, técnica que en la actualidad es desarrollada como un proceso de alta exigencia técnica-académica en el nivel de la industria. Se recomienda profundizar en este tema e implementar prácticas similares en el laboratorio de máquinas eléctricas.

Se recomienda implementar en trabajos futuros la automatización en la obtención, captura y ejecución de la prueba SSFR.

Es recomendable disponer de módulos de electrónica de potencia que faciliten la practica educativa y el conocimiento de los componentes sin requerir la inversión muchas horas hombre/estudiante en los montajes.

Se recomienda explorar en trabajos de pregrado futuro las diversas aplicaciones donde se pueda aprovechar el desarrollo adelantado en el trabajo como puede ser en energías renovables, control de motores, movilidad eléctrica y equipos de prueba para cables de potencia y motores eléctricos como es el caso del VLF (Very Low Frequency Test)

# Anexos

**Tabla N°. 1. Impedancia de Armadura de eje directo.**

Frecuencia	Voltaje Armadura		Corriente Armadura		Frecuencia	Z armadura	
	Magnitud	fase	Magnitud			Magnitud (ohm)	Fase °
0,001	10,5	0	0,46000	0,000	0,001	22,89	0
0,002	10	0	0,40000	0,000	0,002	25,00	0
0,003	9,8	0	0,39500	0,000	0,003	24,83	0
0,004	10	0	0,39900	0,000	0,004	25,06	0
0,005	10	0	0,39900	0,000	0,005	25,06	0
0,006	9,8	0	0,40400	-1,000	0,006	24,23	1
0,007	8	0	0,40200	0,000	0,007	19,90	0
0,008	10,4	0	0,40200	0,000	0,008	25,87	0
0,009	10,1	0	0,39800	-1,000	0,009	25,37	1
0,01	10,9	0	0,40600	0,000	0,01	26,89	0
0,01958	10,65	0	0,40600	-1,000	0,01958	26,23	1
0,02903	10,7	0	0,40200	-2,000	0,02903	26,62	2
0,03907	10,75	0	0,40200	-4,000	0,03907	26,79	4
0,04842	10,8	0	0,40200	-5,000	0,04842	26,86	5
0,05836	10,85	0	0,40200	-7,000	0,05836	26,99	7
0,06825	10,25	0	0,40200	-8,000	0,06825	25,49	8
0,07795	10,75	0	0,40000	-10,800	0,07795	26,80	10,8
0,08752	11	0	0,40200	-12,000	0,08752	27,38	12
0,09889	10,75	0	0,43400	-15,730	0,09889	24,76	15,73
0,194	10,65	0	0,41800	-16,820	0,194	25,47	16,82
0,279	11,15	0	0,42200	-20,470	0,279	26,52	20,47
0,291	11,5	0	0,43400	-21,000	0,291	26,80	21
0,3882	11,8	0	0,44600	-20,540	0,3882	26,40	20,54
0,4851	12	0	0,45200	-21,000	0,4851	26,40	21
0,5826	12,2	0	0,46000	-21,800	0,5826	26,57	21,8
0,775	12,5	0	0,47000	-22,160	0,775	26,54	22,16
0,873	12,55	0	0,47000	-24,650	0,873	26,70	24,65
0,9673	12,7	0	0,47000	-26,180	0,9673	27,02	26,18
1,936	13,8	0	0,46400	-30,330	1,936	29,78	30,33
2,6225	14,45	0	0,45200	-32,350	2,6225	31,93	32,35
3,488	15,65	0	0,43400	-33,280	3,488	36,01	33,28
4,418	16	0	0,42600	-35,220	4,418	37,559	35,22
5,375	16	0	0,41800	-37,170	5,375	38,21	37,17



6,085	16	0	0,41000	-41,600	6,085	39,09	41,6
7,47	16	0	0,41000	-38,790	7,47	39,02	38,79
8,15	16	0	0,41000	-40,120	8,15	39,02	40,12
9,425	16,5	0	0,40000	-42,860	9,425	41,25	42,86
29,545	17	0	0,40000	-41,750	29,545	42,50	41,75
35,714	17,5	0	0,37200	-49,540	35,7147	47,04	49,54
41,75	14,7	0	0,19200	-58,220	41,75	76,56	58,22
46,08	14,5	0	0,19000	-65,810	46,08	76,31	65,81
50,38	12,65	0	0,20100	-67,810	50,38	62,92	67,81
52,6	19	0	0,37500	-63,330	52,6	50,66	63,33
55,5	12,3	0	0,20000	-63,370	55,5	61,50	63,37
74,04	11,2	0	0,11000	-68,250	74,04	101,81	68,25
74,6	10,4	0	0,10000	-68,000	74,6	104,00	68
81,92	11	0	0,12400	-74,000	81,92	88,70	74
100	11	0	0,11500	-74,920	100	95,65	74,92
200	15	0	0,11500	-76,320	200	130,43	76,32
250,7	9,5	0	0,07000	-77,000	250,7	135,79	77
300	15	0	0,11500	-78,000	300	130,4	78
401	17	0	0,07000	-78,500	401	242,8	78,5
500	15	0	0,06000	-79,000	500	250,00	79
600	10,000	0	0,01500	-80,152	600	638,00	80,152
625	4,35	0	0,00008	-80,263	625	543,0	80,263
700	15	0	0,00012	-81,000	700	485,78	81
900	15	0	0,01750	-81,000	900	857,0	81
1000	14,5	0	0,01355	-82,000	1000	1070,0	82
1409	22,8	0	0,00440	-85,000	1409	5181,00	85

Tabla N°. 2 Impedancia de eje directo.

Frecuencia	Z armadura		Zd eje directo (ohm)		Zd (Ohm) =R+jwLd		Zd(p.u)	
	Magnitud (ohm)	Fase °	Zd (ohm)	Fase Zd°	Zd*cos (θ)	J Zd*sen (θ)	Zd(p.u)	°
0,001	22,83	0	11,41	0	11,41	0,00	0,031	0,010
0,002	25,00	0	12,50	0	12,50	0,00	0,034	0,000
0,003	24,81	0	12,41	0	12,41	0,00	0,034	0,000
0,004	25,06	0	12,53	0	12,53	0,00	0,034	0,000
0,005	25,06	0	12,53	0	12,53	0,00	0,034	0,000
0,006	24,26	1	12,13	1	12,13	1,00	0,033	1,000
0,007	19,90	0	9,95	0	9,95	0,00	0,027	0,000
0,008	25,87	0	12,94	0	12,94	0,00	0,036	0,000
0,009	25,38	1	12,69	1	12,69	1,00	0,035	1,000
0,01	26,85	0	13,42	0	13,42	0,00	0,037	0,000
0,01958	26,23	1	13,12	1	13,11	0,23	0,037	1,000
0,02903	26,62	2	13,31	2	13,30	0,46	0,037	2,000
0,03907	26,74	4	13,37	4	13,34	0,93	0,036	4,000
0,04842	26,87	5	13,43	5	13,38	1,17	0,037	5,000
0,05836	26,99	7	13,50	7	13,39	1,64	0,037	7,000
0,06825	25,50	8	12,75	8	12,62	1,77	0,035	8,000
0,07795	26,88	10,8	13,44	10,8	13,20	2,52	0,037	10,800
0,08752	27,36	12	13,68	12	13,38	2,84	0,038	12,000
0,09889	24,77	15,73	12,38	15,73	11,92	3,36	0,034	15,700
0,194	25,48	16,82	12,74	16,82	12,19	3,69	0,035	16,800
0,279	26,52	20,47	13,26	20,47	12,42	4,64	0,036	20,500
0,291	26,42	21	13,21	21	12,33	4,73	0,036	21,000
0,3882	26,50	20,54	13,25	20,54	12,41	4,65	0,036	20,500
0,4851	26,46	21	13,23	21	12,35	4,74	0,036	21,000
0,5826	26,55	21,8	13,27	21,8	12,33	4,93	0,036	21,800
0,775	26,60	22,16	13,30	22,16	12,32	5,02	0,037	22,200
0,873	26,70	24,65	13,35	24,65	12,13	5,57	0,037	24,700
0,9673	27,02	26,18	13,51	26,18	12,12	5,96	0,037	26,200
1,936	29,74	30,33	14,87	30,33	12,84	7,51	0,041	30,300
2,6225	31,97	32,35	15,98	32,35	13,50	8,55	0,044	32,400
3,488	36,06	33,28	18,03	33,28	15,07	9,89	0,050	33,300
4,418	37,56	35,22	18,78	35,22	15,34	10,83	0,052	35,200
5,375	38,28	37,17	19,14	37,17	15,25	11,56	0,053	37,200
6,085	39,02	41,6	19,51	41,6	14,59	12,95	0,054	41,600
7,47	39,02	38,79	19,51	38,79	15,21	12,22	0,054	38,800
8,15	39,02	40,12	19,51	40,12	14,92	12,57	0,054	40,100
9,425	41,25	42,86	20,63	42,86	15,12	14,03	0,057	42,900
29,545	42,50	41,75	21,25	41,75	15,85	14,15	0,058	41,800

35,7142857	47,04	49,54	23,52	49,54	15,26	17,90	0,065	49,500
41,75	76,56	58,22	38,28	58,22	20,16	32,54	0,105	58,200
46,08	76,32	65,81	38,16	65,81	15,64	34,81	0,105	65,800
50,38	62,94	67,81	31,47	67,81	11,88	29,14	0,086	67,800
52,6	50,67	63,33	25,33	63,33	11,37	22,64	0,070	63,300
55,5	61,50	63,37	30,75	63,37	13,78	27,49	0,084	63,400
74,04	101,82	68,25	50,91	68,25	18,86	47,28	0,140	68,300
74,6	104,00	68	52,00	68	19,48	48,21	0,143	68,000
81,92	88,70	74	44,35	74	12,22	42,63	0,122	74,000
100	95,65	74,92	47,83	74,92	12,44	46,18	0,131	74,900
200	130,43	76,32	65,22	76,32	15,42	63,37	0,179	76,300
250,7	135,71	77	67,86	77	15,26	66,12	0,186	77,000
300	130,43	78	65,22	78	13,56	63,79	0,179	78,000
401	242,86	78,5	121,43	78,5	24,21	118,99	0,334	78,500
500	250,00	79	125,00	79	23,85	122,70	0,343	79,000
600	638,00	80,152	319,00	80,152	54,56	314,30	0,877	80,200
625	543,00	80,263	271,50	80,263	45,92	267,59	0,746	80,300
700	485,78	81	242,89	81	38,00	239,90	0,667	81,000
900	857,00	81	428,50	81	67,03	423,22	1,178	81,000
1000	1070,00	82	535,00	82	74,46	529,79	1,470	82,000
1409	5181,00	85	2590,50	85	225,78	2580,64	7,119	85,000

**Tabla N°. 3 Impedancia de armadura en eje cuadratura**

Frecuencia	Voltaje Armadura		Corriente Armadura		Frecuencia	Z armadura	
	Magnitud	fase	Magnitud			Magnitud (ohm)	Fase °
0,001	9,5	0	0,42000	0,000	0,001	22,61905	0
0,002	10,2	0	0,42000	0,000	0,002	24,28571	0
0,003	10,1	0	0,41000	0,000	0,003	24,63415	0
0,004	10,05	0	0,40000	0,000	0,004	25,12500	0
0,005	10,1	0	0,40000	0,000	0,005	25,25000	0
0,006	10	0	0,39000	-1,000	0,006	25,64103	1
0,007	10	0	0,40000	-1,000	0,007	25,00000	1
0,008	10	0	0,41000	-1,000	0,008	24,39024	1
0,009	10,2	0	0,39000	-1,000	0,009	26,15385	1
0,01	10,3	0	0,38000	-1,000	0,01	27,10526	1
0,01958	10,1	0	0,40000	-3,000	0,01958	25,25000	3
0,02903	10,2	0	0,41000	-2,000	0,02903	24,87805	2
0,03907	10,2	0	0,41000	-4,000	0,03907	24,87805	4
0,04842	10,5	0	0,41000	-5,000	0,04842	25,60976	5
0,05836	10,8	0	0,41000	-7,000	0,05836	26,34146	7
0,06825	10	0	0,42000	-8,000	0,06825	23,80952	8
0,07795	10	0	0,42000	-11,000	0,07795	23,80952	11
0,08752	11,2	0	0,42000	-12,000	0,08752	26,66667	12
0,09889	10,5	0	0,40000	-15,000	0,09889	26,25000	15
0,194	10,5	0	0,45000	-15,000	0,194	23,33333	15
0,279	10,5	0	0,41000	-21,000	0,279	25,60976	21
0,291	10,9	0	0,42000	-21,000	0,291	25,95238	21
0,3882	10,9	0	0,43000	-21,000	0,3882	25,34884	21
0,4851	10,86	0	0,43000	-21,000	0,4851	25,25581	21
0,5826	11	0	0,47000	-22,000	0,5826	23,40426	22
0,775	11	0	0,47000	-23,000	0,775	23,40426	23
0,873	11,5	0	0,47000	-23,000	0,873	24,46809	23
0,9673	11,5	0	0,47000	-26,000	0,9673	24,46809	26
1,936	13	0	0,48000	-29,000	1,936	27,08333	29
2,6225	14	0	0,45000	-30,000	2,6225	31,11111	30
3,488	15	0	0,43400	-30,000	3,488	34,56221	30
4,418	15	0	0,42600	-30,000	4,418	35,21127	30
5,375	15	0	0,40000	-35,000	5,375	37,50000	35
6,085	15	0	0,41000	-35,000	6,085	36,58537	35
7,47	15,5	0	0,40000	-39,000	7,47	38,75000	39
8,15	15,5	0	0,41000	-40,000	8,15	37,80488	40
9,425	15,5	0	0,40000	-42,000	9,425	38,75000	42

29,545	15,4	0	0,40000	-42,000	29,545	38,50000	42
35,7142857	16	0	0,35000	-47,000	35,7142857	45,71429	47
41,75	14,5	0	0,19000	-58,000	41,75	76,31579	58
46,08	14,5	0	0,19000	-66,000	46,08	76,31579	66
50,38	11,9	0	0,19900	-67,000	50,38	59,79899	67
52,6	18	0	0,19000	-68,000	52,6	94,73684	68
55,5	13	0	0,20000	-68,000	55,5	65,00000	68
74,04	14	0	0,16200	-68,000	74,04	86,41975	68
74,6	14	0	0,15000	-68,000	74,6	93,33333	68
81,92	15	0	0,15600	-71,000	81,92	96,15385	71
100	12,5	0	0,11500	-71,000	100	108,69565	71
200	12,5	0	0,11500	-71,000	200	108,69565	71
250,7	10	0	0,07000	-77,000	250,7	142,85714	77
300	15	0	0,11500	-78,000	300	130,43478	78
401	17	0	0,07000	-78,500	401	242,85714	78,5
500	15	0	0,06000	-79,000	500	250,00000	79
600	11,0	0	0,01500	-81,000	600	733,33333	81
625	10	0	0,01800	-81,000	625	555,55556	81
700	15	0	0,02100	-81,000	700	714,28571	81
900	15	0	0,01750	-81,000	900	857,14286	81
1000	10,2	0	0,01000	-82,000	1000	1020,00000	82

Tabla N°. 4. Impedancia en cuadratura.

Z armadura		Zd eje cuadratura (ohm)		Zd (Ohm) =R+jwLd		Zq(p.u)		
Magnitud (ohm)	Fase °	Zq (ohm)	Fase Zd°	Zq*cos (θ)	J Zq*sen (θ)	Zd(p.u)	°	Lq(s) Ohm
22,61905	0	11,31	0	11,31	0,00	0,03	0,01	46,23
24,28571	0	12,14	0	12,14	0,00	0,03	0,00	43,20
24,63415	0	12,32	0	12,32	0,00	0,03	0,00	38,04
25,125	0	12,56	0	12,56	0,00	0,03	0,00	38,30
25,25	0	12,63	0	12,63	0,00	0,03	0,00	32,63
25,64103	1	12,82	1	12,82	0,22	0,04	1,00	32,86
25	1	12,50	1	12,50	0,22	0,03	1,00	21,01
24,39024	1	12,20	1	12,19	0,21	0,03	1,00	12,54
26,15385	1	13,08	1	13,07	0,23	0,04	1,00	26,39
27,10526	1	13,55	1	13,55	0,24	0,04	1,00	31,27
25,25	3	12,63	3	12,61	0,66	0,03	3,00	9,79
24,87805	2	12,44	2	12,43	0,43	0,03	2,00	5,14
24,87805	4	12,44	4	12,41	0,87	0,03	4,00	4,83
25,60976	5	12,80	5	12,76	1,12	0,04	5,00	5,28
26,34146	7	13,17	7	13,07	1,61	0,04	7,00	5,94
23,80952	8	11,90	8	11,79	1,66	0,03	8,00	3,89
23,80952	11	11,90	11	11,69	2,27	0,03	11,00	4,64
26,66667	12	13,33	12	13,04	2,77	0,04	12,00	5,68
26,25	15	13,13	15	12,68	3,40	0,04	15,00	5,74
23,33333	15	11,67	15	11,27	3,02	0,03	15,00	2,49
25,60976	21	12,80	21	11,95	4,59	0,04	21,00	2,63
25,95238	21	12,98	21	12,11	4,65	0,04	21,00	2,56
25,34884	21	12,67	21	11,83	4,54	0,03	21,00	1,86
25,25581	21	12,63	21	11,79	4,53	0,03	21,00	1,49
23,40426	22	11,70	22	10,85	4,38	0,03	22,00	1,21
23,40426	23	11,70	23	10,77	4,57	0,03	23,00	0,95
24,46809	23	12,23	23	11,26	4,78	0,03	23,00	0,87
24,46809	26	12,23	26	11,00	5,36	0,03	26,00	0,89
27,08333	29	13,54	29	11,84	6,57	0,04	29,00	0,54
31,11111	30	15,56	30	13,47	7,78	0,04	30,00	0,49
34,56221	30	17,28	30	14,97	8,64	0,05	30,00	0,42
35,21127	30	17,61	30	15,25	8,80	0,05	30,00	0,34
37,5	35	18,75	35	15,36	10,75	0,05	35,00	0,34
36,58537	35	18,29	35	14,98	10,49	0,05	35,00	0,29
38,75	39	19,38	39	15,06	12,19	0,05	39,00	0,27
37,80488	40	18,90	40	14,48	12,15	0,05	40,00	0,24
38,75	42	19,38	42	14,40	12,96	0,05	42,00	0,22

38,5	42	19,25	42	14,31	12,88	0,05	42,00	0,07
45,71429	47	22,86	47	15,59	16,72	0,06	47,00	0,08
76,31579	58	38,16	58	20,22	32,36	0,10	58,00	0,13
76,31579	66	38,16	66	15,52	34,86	0,10	66,00	0,12
59,79899	67	29,90	67	11,68	27,52	0,08	67,00	0,09
94,73684	68	47,37	68	17,74	43,92	0,13	68,00	0,13
65	68	32,50	68	12,17	30,13	0,09	68,00	0,09
86,41975	68	43,21	68	16,19	40,06	0,12	68,00	0,09
93,33333	68	46,67	68	17,48	43,27	0,13	68,00	0,09
96,15385	71	48,08	71	15,65	45,46	0,13	71,00	0,09
108,69565	71	54,35	71	17,69	51,39	0,15	71,00	0,08
108,69565	71	54,35	71	17,69	51,39	0,15	71,00	0,04
142,85714	77	71,43	77	16,07	69,60	0,20	77,00	0,04
130,43478	78	65,22	78	13,56	63,79	0,18	78,00	0,03
242,85714	78,5	121,43	78,5	24,21	118,99	0,33	78,50	0,05
250	79	125,00	79	23,85	122,70	0,34	79,00	0,04
733,33333	81	366,67	81	57,36	362,15	1,01	81,00	0,10
555,55556	81	277,78	81	43,45	274,36	0,76	81,00	0,07
714,28571	81	357,14	81	55,87	352,75	0,98	81,00	0,08
857,14286	81	428,57	81	67,04	423,30	1,18	81,00	0,08
1020	82	510,00	82	70,98	505,04	1,40	82,00	0,08

# Lista de Figuras

Figura 1. Inducción Magnética en el entrehierro. ....	14
Figura 2. a) Inducción Magnética en el entrehierro. b) Inductancia en función de la geometría del entrehierro. ....	17
Figura 3. Circuito equivalente de eje directo en función del flujo vs Corriente. [5] .....	23
Figura 5. Circuito equivalente de eje directo. [5] .....	24
Figura 6. Circuito equivalente de eje en cuadratura. [5].....	24
Figura 6. Circuito equivalente de eje directo. Identificando los puntos de acceso. [5] .....	25
Figura 7. Circuito equivalente de eje en cuadratura. Identificando puntos de acceso. [5] .....	25
Figura 8. Modelo del generador en función de cuadripolos. [3] .....	27
Figura 9. Modelo común utilizado para representación del generador. [3] .....	28
Figura 10. Variación de la magnitud de la inductancia en función de la frecuencia. [5] .....	30
Figura 11. Variación de la fase de la inductancia en función de la frecuencia. [5].....	30
Figura 12. Conexión del generador para prueba de eje directo. ....	31
Figura 13. Conexión del generador para prueba 0de eje en cuadratura.....	32
Figura 14. Conexión del generador para determinación de función de transferencia rotor - estator. ....	33
Figura 15. Conexión del generador para determinación de función de transferencia rotor - estator. ....	34
Figura 16. Conexión del generador para determinación de función de transferencia rotor - estator. ....	34
Figura 17. Diagrama de bloques del módulo generador de ondas senoidales de frecuencia variable.....	36
Figura 18. Diagrama de bloques de generador AC/DC Variable. ....	37
Figura 19. Diagrama esquemático de fuente AC/DC variable. ....	37
Figura 20. Forma de onda DC con la componente de rizado. [7].....	39
Figura 21. Respuesta en frecuencia del filtro de entrada al control de alimentación DC. ....	40
Figura 22. Circuito Esquemático para cálculo de rizo en onda DC. ....	41
Figura 23. Principio para el control a partir de la modulación por ancho de pulso. ....	42
Figura 24. Esquema de control para el módulo de corriente directa de magnitud variable. [7]...	43
Figura 25. Diagrama esquemático de módulo IGBT. ....	44
Figura 26. Módulo IGBT implementado. ....	44
Figura 27. Señal de excitación del driver del IGBT a 31 kHz.....	44
Figura 28. Respuesta del filtro a la salida de corriente directa.....	45
Figura 29. Principio de operación de oscilador de bajas frecuencias. ....	46
Figura 30. Diagrama de bloques de generador de ondas menores a 10 Hz.....	47
Figura 31. Alimentación de los 6 módulos IGBT desarrollados.....	47
Figura 32. Diagrama de bloques de generador de ondas para frecuencia media y alta .....	48
Figura 33. Diagrama esquemático de generador de frecuencia media y alta. ....	48
Figura 34. Esquema de control de la unidad central de control. ....	49
Figura 35. Esquema de comunicación implementado. ....	49
Figura 36. Pantalla TFT implementada. ....	50
Figura 37. Módulo desarrollado .....	51
Figura 38. Módulo conversor AC/DC Variable .....	52
Figura 39. Simulación Fuente AC/DC no controlada 1 .....	53
Figura 40. Módulo conversor AC/DC Variable 2 .....	53
Figura 41. Módulo conversor AC/DC Variable 3 .....	54



Figura 42. Generación señal AC baja frecuencia 1.....	56
Figura 43. Generación señal AC baja frecuencia 2.....	56
Figura 44. Generación señal AC baja frecuencia 3.....	57
Figura 45. Generación señal AC 60 Hz .....	57
Figura 46. Generación señal AC 20 Hz .....	58
Figura 47. Generación señal AC 30 Hz .....	58
Figura 48. Generación señal AC 400 Hz .....	59
Figura 49. Generación señal AC 100 Hz .....	59
Figura 50. Generación señal AC 600 Hz .....	60
Figura 51. Hoja de datos del fabricante del generador. ....	<b>¡Error! Marcador no definido.</b>
Figura 52. Máquina síncrona utilizada para la prueba. ....	61
Figura 53. Conexión de los equipos en prueba. ....	62
Figura 54. Identificación de posición de eje directo. ....	62
Figura 55. Máximo y mínimo voltaje inducido en devanado de campo .....	63
Figura 56. Magnitud de impedancia de armadura.....	64
Figura 57. Fase de Impedancia de Armadura.....	64
Figura 58. Resistencia de Armadura.....	65
Figura 59. Impedancia de eje directo en ohm.....	66
Figura 60. Magnitud de la inductancia de eje directo,.....	67
Figura 61. Fase de inductancia de eje directo. ....	67
Figura 62. Inductancia de eje directo en el espectro de frecuencias. ....	68
Figura 63. Inductancia de eje cuadratura en el espectro de frecuencias. ....	68

# Lista de Tablas

Tabla N°. 1. Impedancia de Armadura de eje directo. ....	72
Tabla N°. 2 Impedancia de eje directo. ....	74
Tabla N°. 3 Impedancia de armadura en eje cuadratura .....	76
Tabla N°. 4. Impedancia en cuadratura. ....	78

# Bibliografía

- [1] Std 115 TM -2009 IEEE, «IEEE Std 115 TM -2009 Guide for Test Procedures for Synchronous Machines,» de *IEEE Std 115 TM -2009 Guide for Test Procedures for Synchronous Machines*, New York, IEEE, 2010, pp. 148-178.
- [2] A. M. P. L, Y. A. Romero y S. M. Perez, «Metodologías utilizadas en la determinación de los parámetros de la máquina sincrónica: Una aplicación en línea,» *Tecnura*, nº 22, pp. 94-111, 11.
- [3] Edson da Costa Bortony, Jose Antonio Jardini, «Synchronous Machines Parameters Identification using load rejection test data,» *IEEE*, pp. WB1-1.1, WB1-1.3, 1997.
- [4] R Grune, H. Einfeld, U. Schafer, «Standstill Frequency Response Test for Model Identification of a Synchronous Machine,» de *XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010, Rome*, Rome, 2010.
- [5] Mahdi Pourgholi, M.R. Aghamohammadi, «Experience with application of standstill frequency response test for synchronous generator's parameters identification,» Power and Water University of Technology (PWUT), Teheran, Iran, 2007.
- [6] D. C. L. M. E. C. Gerald Manchur, Generator Models Established By Frequency Response Test on a 555 MVA Machine, Toronto, Canada: The Hydroelectric Power Commission Of Ontario Toronto, Canada, 1972, pp. 2077-2084.
- [7] P. Kundur, Power System Stability And Control, Palo Alto California: McGraw Hill, Inc., 1993.
- [8] Consejo Nacional de Operaciones CNO, «Acuerdo N°843 de 11 febrero 2016,» CNO, Bogotá DC, 2016.
- [9] A. Keyhani, H. Tsay, «Identification of high order synchronous generator model from SSFR test data,» vol. 9, nº 3, p. Canada, September 1994.
- [10] P.L. Dandeno, Chair, IEEE committee report, «Supplementary definitions and associated test methods for obtaining parameters for synchronous machine stability study simulations,» *IEEE Transactions on power apparatus and systems*, vol. Pass 99, nº 4, pp. 1625-1633, July-Aug 1980.
- [11] A. F. P. M. Anderson, Power System Control and Stability, United States Of America: Second Edition, 2003.
- [12] R. L. Boylestad y L. Nashelsky, Electrónica: Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos, Naucalpan de Juárez, Estado de México: Pearson, 2009.

- [13] N. M. T. M.Undeland y W. P. Robbins, Electronica de potencia. Convertidores, aplicaciones y diseño, Mexico D.F.: Mc Graw Hill, 2010.